

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR
LOTFI BEN AMOR**

**ÉTUDE DES LOIS DE COMMANDE PAR RETOUR D'ÉTAT OPTIMALE
AU SENS D'UN CRITÈRE QUADRATIQUE ET PAR RÉGULATEUR PI:
APPLICATION À LA COMMANDE DE VITESSE D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE ALIMENTÉE PAR UN COMMUTATEUR DE COURANT.**

JANVIER 1991

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

REMERCIEMENTS

Je désire d'abord remercier profondément mon directeur de thèse, Dr. Kamal Al. Haddad, qui m'a supporté tout au long de ce travail et qui a su me donner de judicieux conseils et suggestions pendant mes travaux de recherche. Je tiens aussi à remercier mon co-directeur, Dr. Anatole Sévigny, qui m'a constamment guidé et aidé au cours de ce projet. Je remercie aussi le Dr. Yves Dubé ainsi que le Dr Venkatachari Rajagopalan. Leurs conseils et leurs suggestions ont été grandement appréciés tout au long de la réalisation de ce projet.

De plus, j'exprime ma gratitude envers tous mes professeurs de maîtrise qui m'ont fait bénéficier de leur expérience en électronique industrielle. En particulier, le Dr. Louis A Dessaint, le Dr. Hoang le Huy, sans oublier le technicien de laboratoire Mr. Jacques poisson.

Enfin, je remercie mes parents , mes frères, mes soeurs et amis pour leurs encouragements le long de cette étude.

RESUME

La commande et la régulation d'une machine asynchrone alimentée en courant est présentée dans ce mémoire.

La modélisation de l'ensemble convertisseur-machine permet d'étudier les caractéristiques statiques et dynamiques du système. Une loi de commande courant-glissement maintenant le flux constant dans la machine est ensuite considérée.

Différentes structures de commande de vitesse sont abordées. La structure de commande, optimale au sens d'un critère quadratique et imposant une trajectoire de vitesse avec anticipation, ainsi que la structure de commande utilisant un régulateur proportionnel et intégral (PI) font l'objet d'une étude détaillée. Une étude comparative entre ces deux structures de commande, basée sur des résultats de simulation, est présentée.

La réalisation pratique d'un système d'entraînement et de commande de vitesse, utilisant la loi de commande PI, ainsi que des résultats expérimentaux, obtenus sur une machine asynchrone de (1/4 hp), sont présentés.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS

RESUME

LISTE DES FIGURES

NOMENCLATURE

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I	
ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE – CONVERTISSEUR	
I-1 INTRODUCTION	3
I-2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ..	3
I-2-1 Circuit équivalent	3
I-2-2 Expression du couple électromagnétique	4
I-2-3 Modes de fonctionnement de la machine asynchrone	5
I-2-4 Expression du flux	8
I-3 TYPES D'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	9
I-3-1 Alimentation en tension	9
a) Entraînement par variation de la tension statorique ...	9
b) Entraînement par tension et fréquence variables	10
I-3-2 Alimentation en courant	13
I-4 MODELISATION DU SYSTEME (CONVERTISSEUR– MACHINE)	16
I-4-1 Types de modélisation d'un système triphasé	18
a) Variables de phases	19
b) Composantes de Fortescue	19
c) Transformation de Clarke	20

d) Transformation de ku	21
e) Transformation de Park	22
I-4-2 Modèle DQ de la machine asynchrone	24
I-4-3 Modélisation du convertisseur de courant	30
a) Modélisation de l'onduleur	30
b) Modélisation de la source de courant continu	35
I-5 CARACTERISTIQUES EN REGIME PERMANENT	44
I-6 LINEARISATION DU SYSTEME	50
I-6-1 Procédure mathématique	51
I-6-2 Equations d'état linéarisées	52
I-7 ETUDE DE LA STABILITE	54
I-7-1 Commande indépendante du courant et de la fréquence	54
I-7-2 Commande indépendante du courant et du glissement	57
I-8 COMMANDE DU FLUX	60
I-8-1 Commande à flux constant	60
I-8-2 Commande optimale du flux	66
I-9 CONCLUSION	72

CHAPITRE II

COMMANDE DE VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

ALIMENTE EN COURANT

II-1 INTRODUCTION	74
II-2 APERCU DE DIFFERENTES STRUCTURES DE COMMANDE	75
II-2-1 Commande vectorielle au champ orienté	76

II-2-2 Commande adaptative	77
a) Commande adaptative avec modèle de référence	79
b) Commande adaptative auto-ajustable	79
II-2-3 Commande proportionnelle et intégrale	80
II-2-4 Commande par retour d'état	81
a) Commande par assignation des pôles	82
b) Commande optimale au sens d'un critère quadratique	82
II-3 COMMANDE PROPORTIONNELLE ET INTEGRALE (PI)	83
II-3-1 Méthode de simulation	85
II-3-2 Résultats de simulation	87
a) Réponse du système à un échelon de consigne	88
b) Réponse du système à une perturbation de la charge	92
II-4 COMMANDE OPTIMALE AU SENS D'UN CRITERE QUADRATIQUE	93
II-4-1 Description de la structure de commande	95
II-4-2 Amélioration de la structure de commande	98
a) Annulation des erreurs en régime permanent	98
b) Prise en compte d'un modèle de référence	99
II-4-3 Résultats de simulation	103
a) Réponse du système à un échelon de consigne	105
b) Réponse du système à une perturbation de la charge	106
II-4-4 Comparaison des deux structures	106
a) Performances	110
b) Coût et implantation pratique	111

II-5 CONCLUSION	111
 CHAPITRE III	
REALISATION PRATIQUE DU PROTOTYPE	
III-1 INTRODUCTION	111
III-2 REALISATION DE LA SOURCE DE COURANT CONTINU	114
III-2-1 Pont de Graëtz triphasé à thyristors	114
III-2-2 Circuit d'attaque de gâchette	115
III-2-3 Capteur de courant	115
III-2-4 Régulateur de courant	116
III-2-5 Résultats expérimentaux	120
III-3 REALISATION D'UN COMMUTATEUR DE COURANT A GTO AVEC RECUPERATION D'ENERGIE ET COMMUTATION SIMULTANNEES	120
III-3-1 Configuration	125
III-3-2 Séquences de fonctionnement	126
III-3-3 Circuits de commande	128
a) Circuit d'attaque de gachette pour GTO	128
b) Circuit de commande et de synchronisation des ponts (GTO-THYRISTORS)	128
III-3-4 Résultats expérimentaux	130
III-4 IMPLANTATION DE LA LOI DE COMMANDE PI	133
III-4-1 Capteur de vitesse	133
III-4-2 Régulateur de vitesse	137
III-4-3 Circuit de commande courant-glissement	139
III-4-4 Résultats expérimentaux	139

a) Fonctionnement en mode asservissement	140
b) Fonctionnement en mode régulation	143
III-5 CONCLUSION	145

CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

LISTE DES FIGURES

	page
1.1. Circuit équivalent de la machine asynchrone vu du stator.....	4
1.2. Modes de fonctionnement de la machine asynchrone	6
1.3. Couple électromagnétique pour une alimentation en tension	8
1.4. Entaînement par variation de la tension statorique	10
1.5. Alimentation en tension avec redresseur commandé et onduleur de tension	11
1.6. Alimentation en tension avec redresseur à diodes et onduleur (MLI)	12
1.7. Alimentation en tension avec redresseur à diodes, hacheur et onduleur de tension	12
1.8. Alimentation en courant avec redresseur commandé et commutateur de courant	15
1.9. Alimentation en courant avec redresseur non commandé, hacheur et commutateur de courant	15
1.10. Schéma du système (convertisseur- machine)	17
1.11. Système triphasé représentant la machine asynchrone...	18
1.12. Système d'axes réels et d'axes dq de la machine	25
1.13. Formes des courants à la sortie du commutateur pour une commande 120°	32
1.14. Schéma fonctionnel du redresseur de courant	36

1.15. (a),(b),(c). Séquences de fonctionnement du redresseur de courant	39
1.16. Phénomène d'empiètement	40
1.17. Caractéristiques statiques couple-glissement de la machine asynchrone alimentée en courant	46
1.18. Caractéristiques statiques flux-glissement de la machine asynchrone alimentée en courant	46
1.19. (a),(b),(c),(d). Evolution des variables d'état en régime permanent pour différents courants d'alimentation	47
1.20. (a),(b),(c),(d). Evolution des composantes dq de flux pour différents courants d'alimentation	48
1.21. Caractéristique couple-glissement de la machine asynchrone alimentée en tension	49
1.22. Commande indépendante du courant et de la fréquence statorique	55
1.23. Points d'opération (A, B, C, D, E, F)	56
1.24. Commande indépendante du courant et du glissement ...	57
1.25. Caractéristique courant-glissement pour une commande à flux constant	63
1.26. Caractéristique couple-glissement pour une commande à flux constant	63
1.27. Commande à flux constant de la machine asynchrone alimentée en courant	64
1.28. Caractéristique couple-glissement pour différentes valeurs du flux	68
1.29. (a),(b),(c),(d). Evolution des pertes dans la machine en	

fonction du glissement	69
1.30. Relation courant-glissement pour une commande optimale du flux	70
1.31. Commande optimale du flux	71
1-32. Commande de vitesse avec commande optimale du flux	72
2.1. Commande vectorielle au champ orienté	78
2.2. Commande adaptative avec modèle de référence	80
2.3. Commande adaptative auto-ajustable	81
2.4. Commande par assignation des pôles	83
2.5. Commande proportionnelle et intégrale	84
2.6. Réponse de la vitesse à un échelon de commande (commande PI)	89
2.7. Evolution du courant I _{qs} lors d'un échelon de commande (commande PI)	90
2.8. Evolution du glissement pendant le démarrage (commande PI)	90
2.9. Réponse de l'intégrateur d'erreur lors d'un échelon de commande (commande PI)	91
2.10. Evolution du flux dans la machine pendant le régime transitoire	91
2.11. Réponse de la vitesse à une perturbation de la charge (commande PI)	93
2.12. Evolution du courant I _{qs} pendant la perturbation de la charge (commande PI)	94
2.13. Réponse de l'intégrateur d'erreur lors d'une	

perturbation de la charge (commande PI)	94
2.14. Structure de commande optimale par retour d'état	97
2.15. Structure de commande optimale avec intégrateur ...	100
2.16. Ajout du modèle de référence	101
2.17. Structure de commande optimale améliorée	103
2.18. Algorithme de calcul des paramètres de contrôle	104
2.19. Réponse de la vitesse à un échelon de commande (commande optimale)	107
2.20. Vitesse- sortie du modèle de référence lors d'un échelon de commande (commande optimale)	107
2.21. Evolution du courant I_{qs} lors d'un échelon de commande (commande optimale)	108
2.22. Réponse de l'intégrateur d'erreur lors d'un échelon de commande (commande optimale)	108
2.23. Réponse de la vitesse à une perturbation de la charge (commande optimale)	109
2.24. Evolution du courant I_{qs} pendant la perturbation de la charge (commande optimale)	109
3.1. Source de courant continu	114
3.2. Schéma électrique du redresseur de courant	115
3.3. Signaux de gâchettes (commande 120°)	116
3.4. (a),(b). Circuit de commande et de synchronisation pour le redresseur de courant	118
3.5. Schéma du capteur de courant	119
3.6. Circuit de régulation de courant	119
3.7. a: Tension de ligne VAC b: Tension aux bornes	

de Thy1	121
3.8. a: Tension aux bornes de Thy1 b: Courant dans Thy1...	121
3.9. a: Signal de gâchette (Thy1) b: Courant dans Thy1 ...	122
3.10. a: Tension à la sortie du redresseur b: Courant Id	122
3.11. Réponse du courant à un échelon de consigne	
(a). réponse à un échelon positif	
(b). réponse à un échelon négatif	123
3.12. Commutateur de courant à récupération d'énergie et commutation simultannées	125
3.13. (a),(b),(c),(d). Séquences de fonctionnement	128
3.14. Circuit d'attaque de gâchette (GTO)	129
3.15. Signaux de commande et de synchronisation	130
3.16. (a),(b). Circuit de commande et de synchronisation pour le commutateur de courant	131
3.17. a: Tension à l'entrée du commutateur (VI)	
b: Courant à l'entrée du commutateur(Id)	134
3.18. Signaux d'attaque de gâchette	134
3.19. a: Signal d'attaque de gâchette (Thy21) b: Courant Icf	135
3.20. a: Tension de ligne statorique V_{AB} b: Courant Icf ...	135
3.21. a: Tension de ligne statorique V_{AB} b: Courant dans la phase A	136
3.22. a: Tension de ligne statorique V_{AB} b: Tension de ligne statorique V_{AC}	136
3.23. Capteur de vitesse	137

3.24.	Circuit de régulation de vitesse	138
3.25.	Schéma de principe du générateur de fonctions	139
3.26.	Réponse de la à un échelon de commande avec ($K_{pV}=1$ et $K_{iV}=0.5$) a: vitesse b: courant.....	140
3.27.	Réponse de la vitesse à un échelon de commande avec ($K_{pV}=1$ et $K_{iV}=1.5$) a: vitesse b: courant.....	141
3.28.	Réponse de la vitesse à un échelon positif suivi par un échelon négatif de la commande a: vitesse b: courant	142
3.29.	Réponse de la vitesse à une variation brusque de la charge avec ($K_{pV}=1$ et $K_{iV}=0.5$) a: vitesse b: courant	143
3.30.	Réponse de la vitesse à une variation brusque de la charge avec ($K_{pV}=1$ et $K_{iV}=1.5$) a: vitesse b: courant.....	144

NOMENCLATURE

S	: glissement en (%).
R_s	: résistance d'une phase au stator.
R_R	: résistance d'une phase au rotor vu du stator.
R_{fer}	: résistance équivalente aux pertes fer.
X_{fs}	: réactance de fuite d'une phase au stator.
X_{fR}	: réactance de fuite d'une phase au rotor vu du stator.
X_m	: réactance de magnétisation d'une phase au stator.
V_s	: tension aux bornes d'une phase au stator.
E_s	: tension induite en charge dans une phase au stator.
I_s	: valeur crête du courant statorique.
I_{mag}	: courant de magnétisation.
I_r	: valeur crête du courant rotorique.
P	: nombre de paires de pôles.
p	: opérateur dérivé (d/dt).
N_s	: nombre de spires total par phase.
K_w	: facteur d'enroulement.
ω_s	: pulsation des courants statoriques.
ω_r	: pulsation des courants rotoriques.
ω_{sl}	: pulsation du glissement ($\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$).

f_s	: fréquence statorique.
f_r	: fréquence rotorique.
L_S	: inductance cyclique par phase au stator.
L_R	: inductance cyclique par phase au rotor vu du stator.
m	: inductance mutuelle.
L_d	: inductance de lissage dans le lien à courant continu.
R_d	: résistance équivalente de l'inductance de lissage.
X_{co}	: résistance équivalente due à la commutation.
T_{em}	: couple électromagnétique.
T_D	: couple de démarrage.
T_{max}	: couple maximal.
T_{nom}	: couple nominal
T_{mec}	: couple mécanique.
$[F_1]$: matrice de transformation de Fortescue.
$[C_m]$: matrice de transformation de Clarke.
$[K_1(\theta)]$: matrice de transformation de Ku.
$[P_1(\theta)]$: matrice de transformation de Park.
S_A	: phase A du stator.
S_B	: phase B du stator.
S_C	: phase C du stator.

R_A	: phase A du rotor.
R_B	: phase B du rotor.
R_C	: phase C du rotor.
S_d	: axe direct du stator.
S_q	: axe quadratique du stator.
R_d	: axe direct du rotor.
R_q	: axe quadratique du rotor.
θ_S	: angle entre l'axe direct du stator et la phase A du stator.
θ_R	: angle entre l'axe direct du stator et la phase A du rotor.
θ	: angle entre la phase A du stator et la phase A du rotor.
$[V_S]$: vecteur de tensions réelles statoriques.
$[I_S]$: vecteur de courants réels statoriques.
$[V_R]$: vecteur de tensions réelles rotoriques.
$[I_R]$: vecteur de courants réels rotoriques.
$[L_{SS}]$: matrice d'inductances statoriques.
$[L_{RR}]$: matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{SR}]$: matrice d'inductances mutuelles.
$[R_S]$: matrice de résistances réelles statoriques.
$[R_R]$: matrice de résistances réelles rotoriques.
$[V_{cs}]$: vecteur de tensions dq au stator.

$[I_{cs}]$: vecteur de courants dq au stator.
$[V_{cr}]$: vecteur de tensions dq au rotor.
$[I_{cr}]$: vecteur de courants dq au rotor.
I_c	: consigne de courant.
V_c	: sortie du régulateur de courant.
$I_{qs}, I_{ds}, I_{dr}, I_{qr}$: Courants dq
I_d	: courant dans l'inductance de lissage (L_d).
u_1, u_2, u_3	: tensions de phases du réseau.
u_c	: tension de commutation.
$U_{di\alpha}$: tension moyenne pour une commutation idéale
$U_{dr\alpha}$: tension moyenne pour une commutation réelle
U_x	: chute de tension pendant la commutation
α	: angle d'amorçage.
i_{cm}	: courant de court circuit pendant la commutation.
S_{nom}	: glissement nominal.
ϕ	: valeur crête du flux.
D	: coefficient de frottement.
J	: moment d'inertie.
P_o	: point d'opération.
$[A]$: matrice d'état.
$[B]$: matrice de commande.
$[C]$: matrice de sortie.

$[D]$: matrice de couplage entrées-sorties.
X	: variable d'état du système.
Y	: sortie du système.
U	: entrée ou commande.
t	: temps.
T	: période d'échantillonnage.
i	: nombre de périodes d'échantillonnage.
$[R],[Q]$: matrice de pondération.
J_1	: indice de performance (commande optimale).
J'_1	: indice de performance (commande optimale améliorée).
$e(i)$: erreur.
$Z(i)$: consigne.
$V(i)$: variable d'état de l'intégrateur numérique.
$W(i)$: sortie du modèle de référence.
$S(i)$: variable d'état du modèle de référence.
Wsl_{\max}	: limite de glissement.
Id_{\max}	: limite de courant.
$[L]$: matrice de retour.
$[M]$: gain de l'intégrateur numérique.
$[N]$: matrice de gains d'anticipation.
$[P]$: matrice de gains de l'action du modèle de référence.
$[E]$: matrice d'état du modèle de référence
η	: intervalle de synchronisation pour la commande du circuit de limitation de surtension.

K_{pc}	: gain proportionnel du régulateur de courant
K_{ic}	: gain intégral du régulateur de courant
τ_c	: constante de temps du régulateur de courant
K_{pv}	: gain proportionnel du régulateur de vitesse
K_{iv}	: gain intégral du régulateur de vitesse

INTRODUCTION

Auparavant, l'emploi des machines à courant continu était le plus répandu vue la simplicité de la commande de celles-ci . Mais, dans certains cas, le moteur à courant continu ne répond pas aux exigences de fiabilité et de facilité d'entretien. C'est le cas lorsque le moteur est placé dans un environnement dangereux, corrosif et dans certains endroits qui restreignent l'accès aux moteurs pour fin d'entretien. C'est souvent le cas des entraînements de pompes et de ventilateurs. Pour résoudre le problème, il fallait utiliser des moteurs compacts, sans balais et sans entretien.

Les machines à courant alternatif répondent bien aux critères demandés, les avantages de ces dernières sont nombreux par rapport aux machines à courant continu. Ces avantages sont traduits par la simplicité de conception et de construction due à l'absence du collecteur mécanique, donc un coût de fabrication et d'entretien relativement faible, particulièrement les moteurs à induction à cage. Cependant la commande de ces machines était beaucoup plus difficile que celle des machines C.C. à cause du coût relativement élevé des convertisseurs statiques et de la complexité de la structure de commande de ce genre de machine. Donc à cause de ces nombreuses restrictions, des travaux se sont concentrés principalement sur les entraînements à fréquence constante et où la tension statorique et le glissement varient.

Cette méthode conduisait cependant à des pertes accrues dans le moteur et nécessitait souvent l'utilisation de résistances rotoriques et de bagues collectrices qui causaient toujours des problèmes . De plus, ce type de système de régulation ne permettait pas une variation continue de la fréquence . Donc il était souhaitable de développer un système capable de faire varier la fréquence d'alimentation de façon continue d'où une variation continue de la vitesse sans pertes supplémentaires.

Le développement récent dans le domaine des semi-conducteurs ainsi que dans le domaine de la micro-informatique a mené à la réévaluation des problèmes classiques, liés aux machines à courant alternatif. On assiste actuellement à une période d'expansion tant théorique que pratique au niveau des études sur les actionneurs à courant alternatif qui, dans bien des domaines d'application, prétendent concurrencer leurs homologues à courant continu. Durant ces dernières années, de nombreux dispositifs constitués de la machine à courant alternatif alimentée à fréquence variable par des convertisseurs statiques ont été étudiés et différentes méthodes de commande ont été élaborées.

Dans ce projet, nous présentons une études théorique détaillée de l'entraînement et de la commande d'une machine asynchrone alimentée en courant. Un système prototype, réalisé au laboratoire d'électronique industrielle, est présenté.

CHAPITRE I

ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE – CONVERTISSEUR

I-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présentons une étude détaillée de l'association machine asynchrone-convertisseur. Nous étudions le principe de fonctionnement ainsi que les modes d'entraînement de la machine asynchrone. L'alimentation en courant fait l'objet de notre choix à cause de la simplicité et la robustesse de celle-ci.

Plusieurs types de modélisation du système sont présentés. En particulier, la transformation de Park qui constitue un outil efficace permettant le développement d'un modèle relativement simple.

La modélisation de l'ensemble convertisseur -machine permet d'étudier , d'une part,les caractéristiques statiques et d'autre part les caractéristiques dynamiques telle que la stabilité du système.

Etant donné que le flux dans la machine n'est pas constant (alimentation en courant) et que celui-ci devient excessif dans certaines plages de fonctionnement, une loi de commande courant-glissement, permettant de maintenir constant le flux dans l'entrefer, est développée.

I-2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

I-2-1 Circuit équivalent

A partir du circuit monophasé équivalent figure 1.1 on peut

étudier le fonctionnement de la machine asynchrone.

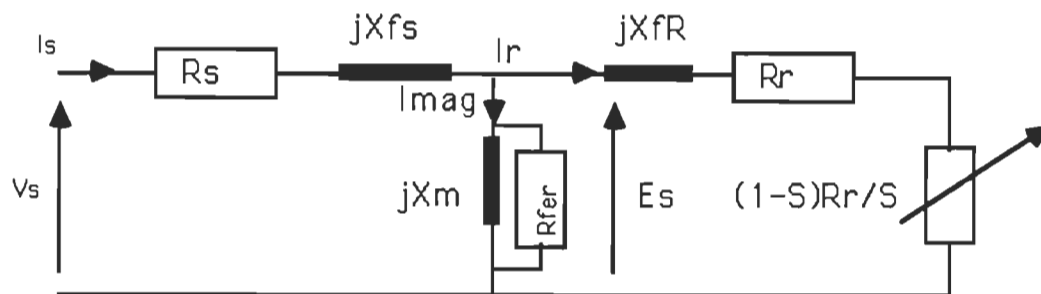


Figure 1.1. Circuit équivalent de la machine asynchrone vu du stator.

$(1-S)R_R/S$: résistance équivalente à la puissance électromagnétique développée par phase.

$R_S(I_S)^2$: pertes cuivre par phase au stator.

$R_R(I_r)^2$: pertes cuivre par phase au rotor.

$3(E_S)^2/R_{fer}$: pertes fer de la machine.

Le rapport de transformation stator-rotor est égal à 1 ($a=1$).

1-2-2 Expression du couple électromagnétique

La puissance électromagnétique développée par la machine est:

$$P_{em} = W_m T_{em}$$

où $W_m = (1-S)W_s/P$: pulsation mécanique de la machine

On déduit le couple électromagnétique

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{W_m} = \frac{3P R_R I_r^2}{S W_s} \quad (1-1)$$

Avec

$$I_r = \frac{E_s}{\sqrt{\left[\frac{R}{S}\right]^2 + X_{fr}^2}} \quad (1-2)$$

Pour une machine donnée et une fréquence donnée, les paramètres R_s , X_{fs} , X_{fr} , R_R , X_m sont supposées constants tandis que la valeur de R_{fr} dépend de l'amplitude de E_s . Quand à la valeur du glissement S , elle dépend de la charge ou de la vitesse du rotor donc pour une tension V_s , les courants, tensions et puissances en jeu sont fonction uniquement de la valeur du glissement.

Pour une fréquence et une tension d'alimentation données, le couple développé par la machine en fonction du glissement est donné à la figure 1.2.

1-2-3 Modes de fonctionnement de la machine asynchrone

D'après la caractéristique couple-glissement montrée à la figure 2.2 on peut identifier trois modes de fonctionnement [7].

$0 < S < +1$ La machine fonctionne en moteur.

$S = 0$ La vitesse du rotor est égale à la vitesse synchrone et dans ce cas le couple développé est nul.

$S = +1$ La vitesse du rotor est nulle (rotor immobile).

$S > +1$ Le rotor tourne en sens contraire à celui du champ tournant statorique (fonctionnement en mode freinage).

$S < 0$ La vitesse du rotor est plus élevée que la vitesse synchrone (fonctionnement en génératrice)

La machine fonctionne comme frein lorsqu'on intervertit deux

phases au stator, alors que la machine fonctionne en moteur. Ceci a pour effet de changer le sens de rotation du champ tournant au stator et de s'opposer au mouvement du rotor qui continue à tourner dû à son inertie.

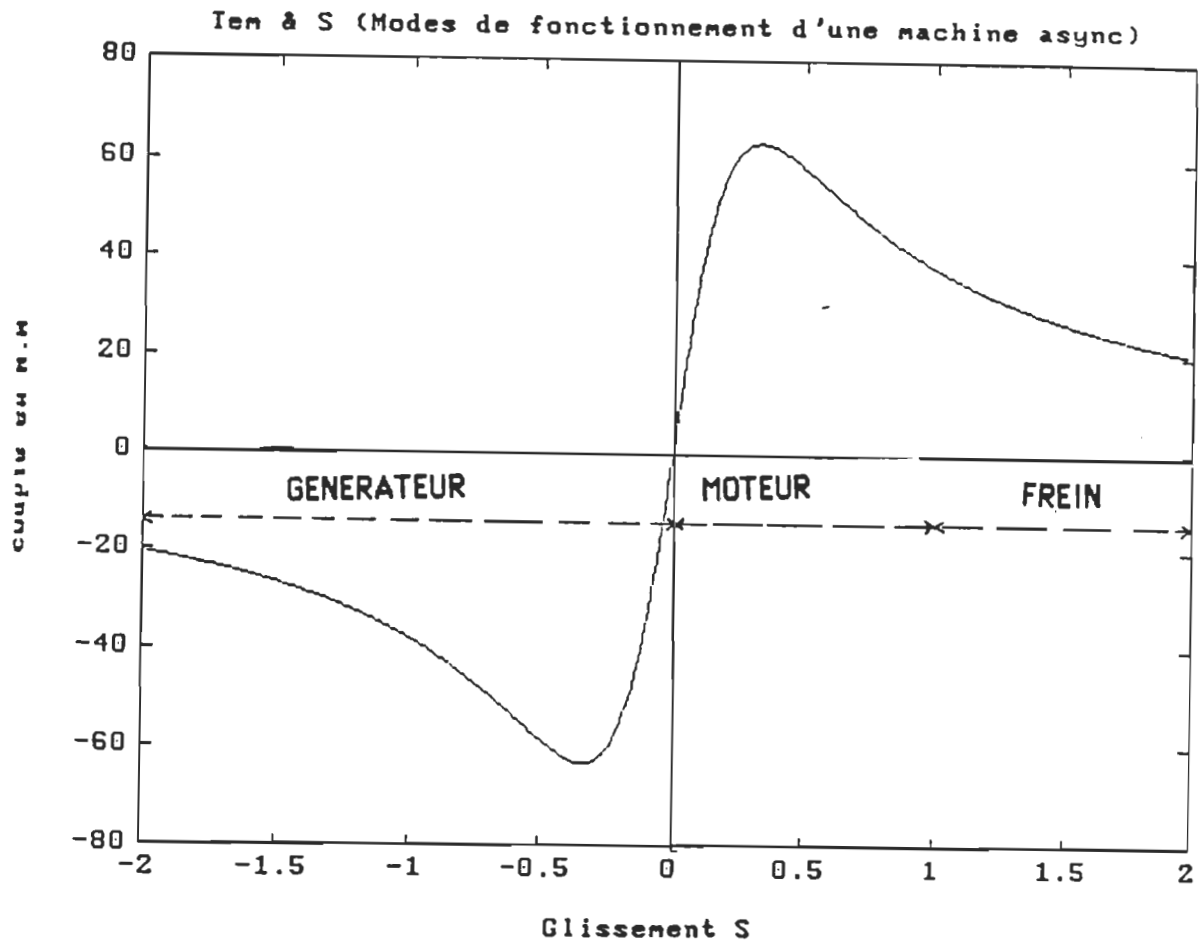


Figure 1.2. Modes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Durant ce mode de fonctionnement, la puissance active provenant du stator ainsi que la puissance mécanique du rotor sont dissipées dans le rotor. La vitesse relativement élevée entre le champ tournant statorique et le rotor entraîne des tensions induites et des courants

très élevés au rotor.

Le fonctionnement en générateur est possible lorsque la vitesse du rotor dépasse la vitesse synchrone ($W_r > W_{syn}$). Ceci peut arriver lorsque la charge entraîne la machine (cas d'une locomotive dans une pente ou dans le cas où la machine asynchrone est entraînée par un moteur). Dans ces deux cas la machine reçoit de l'énergie et la renvoie au réseau d'alimentation.

Cependant dans la plupart des cas la machine asynchrone fonctionne en moteur. Trois points d'opération particuliers sont à considérer. Soit le couple en régime nominal T_n (c'est-à-dire lorsque W_r est très proche de W_{syn}), le couple de démarrage (T_D) et le couple maximal que peut développer la machine pendant un régime établi donné (T_{max}), (Figure 2.3). Les expressions des grandeurs T_n, T_D, T_{max} sont .

(1-2) dans (1-1)

$$T_{em} = \frac{3 P S R_R E_s^2}{W_s (R_R^2 + S^2 X_{fR}^2)} \quad (1-3)$$

$$* \quad T_n = \lim_{S \rightarrow 0} (T_{em})$$

$$T_n = \frac{3 P S E_s^2}{W_s R_R} \quad (1-4)$$

$$* \quad T_D = T_{em} /_{S=1}$$

$$T_D = \frac{3 P R_R E_s^2}{W_s (R_R^2 + X_{fR}^2)} \quad (1-5)$$

$$* \quad T_{max} = T_{em}(S_{max})$$

Avec S_{max} le glissement qui vérifie l'équation $(\partial T_{em} / \partial S) = 0$.

or

$$\frac{\partial T_{em}}{\partial S} = 0$$

⇓

$$S_{max} = \frac{R_R}{X_{fR}}$$

$$T_{max} = T_{em}(S_{max})$$

$$T_{max} = \frac{3 P E_s^2}{2 W_s X_{fR}} \quad (1-6)$$

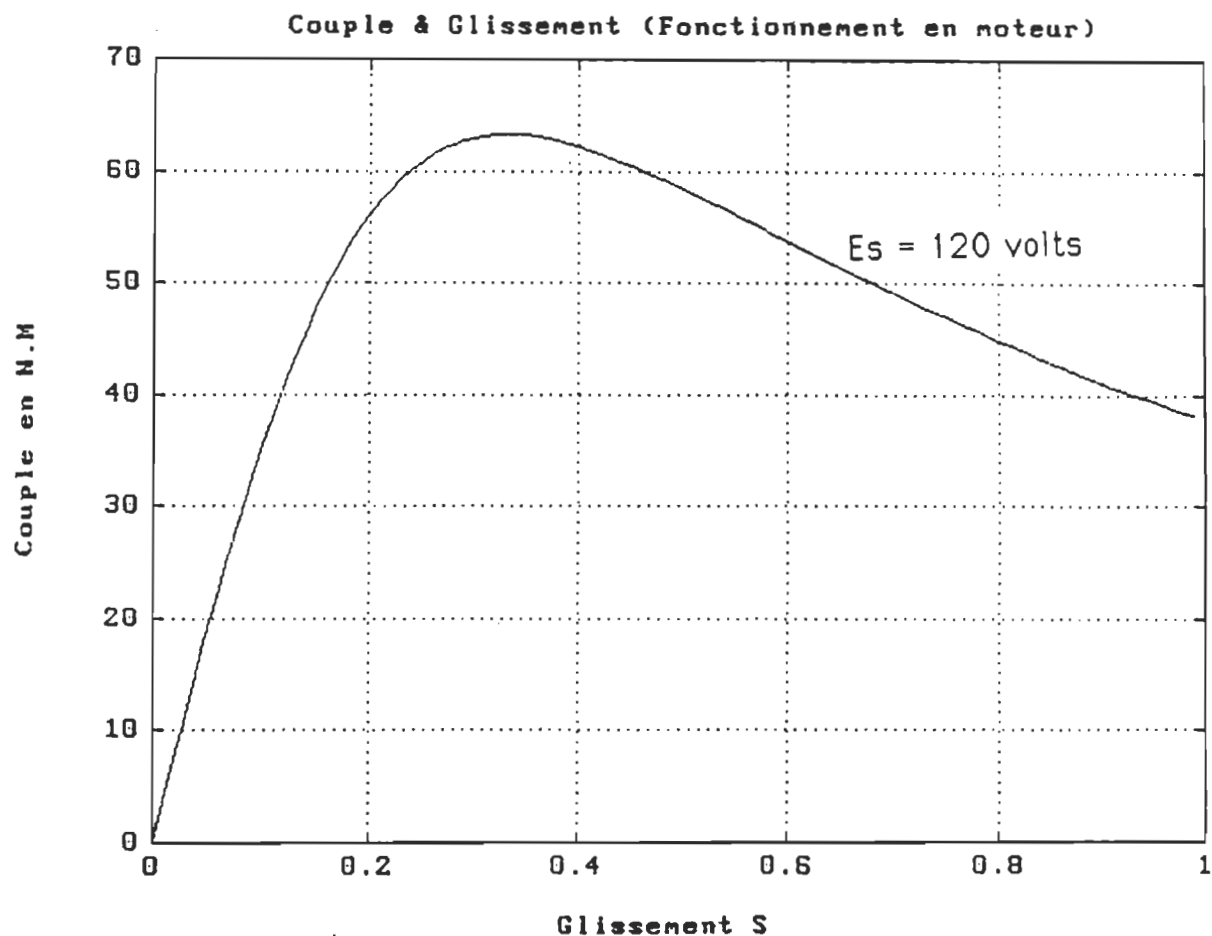


Figure 1.3. Couple électromagnétique pour une alimentation en tension.

1-2-4 Expression du flux

$$E_s = K \Phi f_s \quad \text{avec} \quad K = 4.44 K_w N_s$$

K_w : facteur d'enroulement

N_s : nombre de spires total par phase

E_s : tension induite par phase

$$\Phi = \frac{E_s}{f_s * 4.44 K_w N_s} \quad (1-7)$$

On remarque que pour une tension et une fréquence donnée le flux est constant donc pour une alimentation en tension la caractéristique flux glissement est pratiquement une constante.

1-3 TYPES D'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Il existe deux principaux modes d'alimentation [4].

-L'alimentation en tension

-L'alimentation en courant

1-3-1 Alimentation en tension

a)- Entraînement par variation de la tension statorique

Cette méthode est basée sur l'utilisation d'une source de tension d'amplitude variable et à fréquence fixe, figure(1.4).

La source d'alimentation typiquement utilisée est un gradateur alimenté directement par le réseau triphasé (amplitude et fréquence constante), (Figure 1.4). On ajuste la tension statorique en variant tout simplement l'angle d'amorçage des thyristors de 0° à 180° .

Dans ce mode d'entraînement, la plage de variation de la vitesse est très limitée pour les machines à faible glissement nominal. Bien que ce convertisseur soit très simple ,cette méthode est caractérisée par une mauvaise performance.

b)- Entraînement par tension et fréquence variables

On peut varier la vitesse d'une machine asynchrone en l'alimentant par une tension V_s d'amplitude et de fréquence (f_s) variables en maintenant le rapport (V_s/f_s) constant.

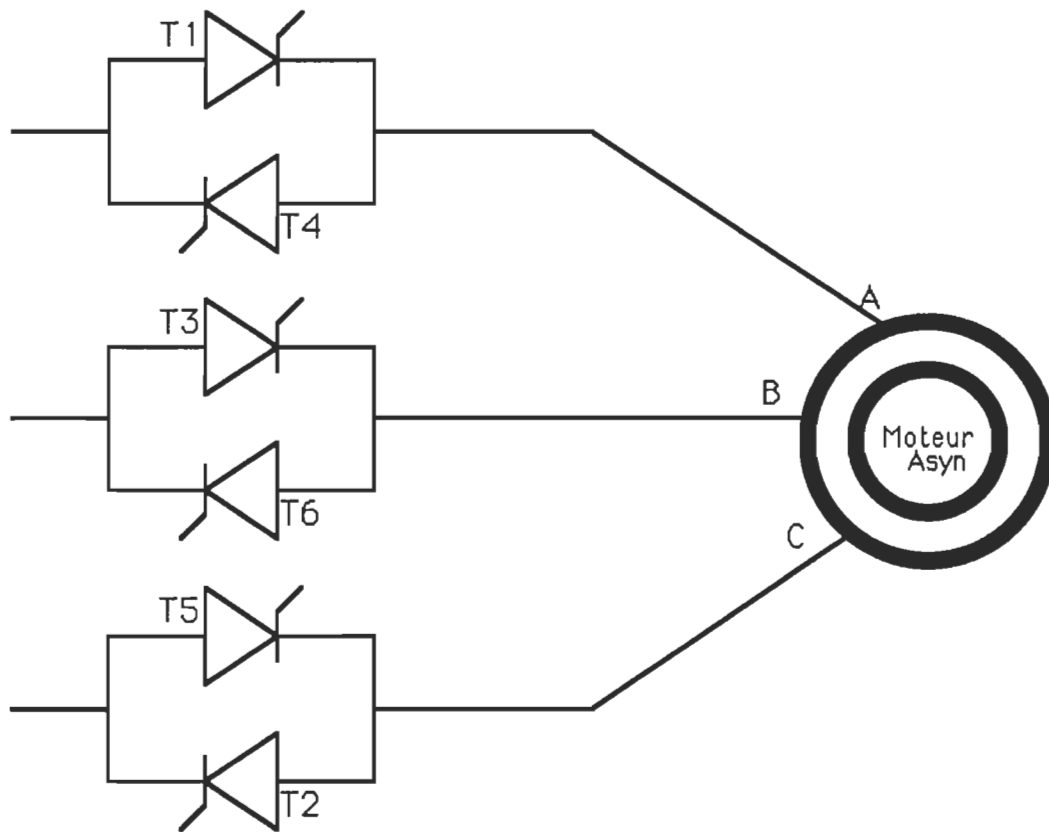


Figure 1.4. Entraînement par variation de la tension statorique.

Lors de la variation de la vitesse, on a intérêt à avoir toujours le couple maximal le plus élevé possible. Ce couple maximal correspond au flux maximal qui est la valeur limite pour la quelle la machine n'est pas saturée. On choisit souvent la valeur maximale égale à la valeur nominale de la machine. Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable et à flux constant, on dispose de plusieurs types de

convertisseur.

Dans la première configuration (figure 1.5), le convertisseur de tension peut être modélisé par un simple gain ($K_v = V_s / V_R$). La valeur instantanée de V_R doit être proportionnelle à la fréquence statorique f_s de telle façon à maintenir le rapport (V_s / f_s) constant.

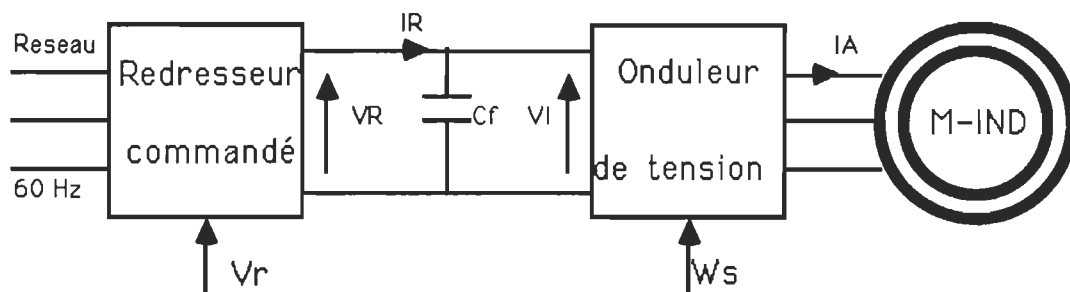


Figure 1.5. Alimentation en tension avec redresseur commandé et onduleur de tension.

Le redresseur utilise la commutation naturelle tandis que l'onduleur utilise la commutation forcée. Le rôle de C_f est de filtrer la tension à l'entrée de l'onduleur.

Cette configuration ne permet pas un fonctionnement dans quatre quadrants car le courant I_R est unidirectionnel. Pour rendre ce fonctionnement possible il faut ajouter des interrupteurs bidirectionnels.

Dans la deuxième configuration (figure 1.6), on utilise un pont de diodes donc la tension à l'entrée de l'onduleur est constante. La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) appliquée à l'onduleur permet de varier la tension V_s ainsi que la fréquence f_s tout en maintenant V_s / f_s constant.

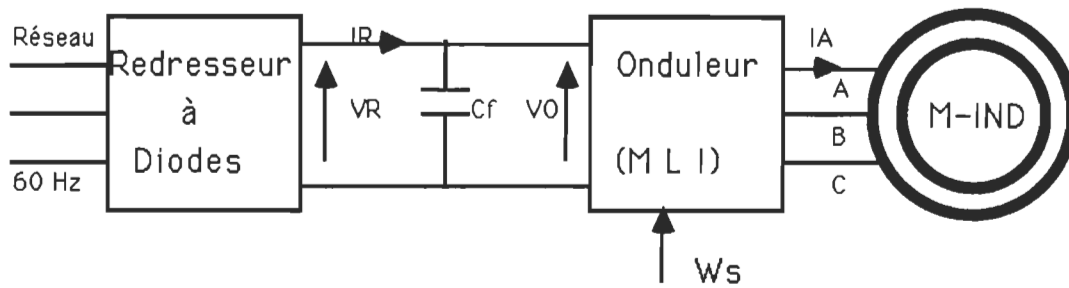


Figure 1.6. Alimentation en tension avec redresseur à diodes et onduleur (MLI).

Dans la troisième configuration (figure 1.7), la tension à l'entrée de l'onduleur est commandée à partir du hacheur de tension. Cette configuration est utilisée pour les entraînements à hautes vitesses. De plus elle a l'avantage d'avoir un bon facteur de puissance au niveau du redresseur.

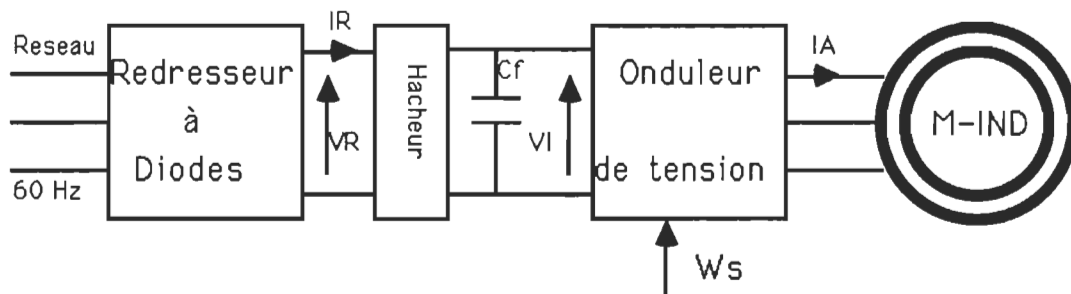


Figure 1.7. Alimentation en tension avec redresseur à diodes, hacheur et onduleur de tension.

Remarques:

- Les avantages communs de ces trois types d'alimentation sont la commande facile, le coût relativement faible et l'adaptation à la commande de vitesse des moteurs asynchrones sur une large plage de vitesse.

- Avec une source de tension on peut alimenter plusieurs moteurs en parallèle.
- On doit implanter un limiteur de courant pour toute la plage de vitesse .
- Dans la première configuration, le facteur de puissance est faible à faibles vitesses. Tandisque dans la deuxième et la troixième configuration le facteur de puissance est élevé sur toute la plage de vitesse.
- La deuxième configuration est limitée aux moteurs de puissance moyenne à cause des pertes dans le convertisseur dues à la commande (MLI).
- Pour les trois configurations le fonctionnement dans les quatre quadrants est impossible. Pour rendre cela possible il faut ajouter des interrupteurs supplémentaires.

1-3-2 Alimentation en courant:

Un onduleur de courant est alimenté par une source de courant C.C. Idéalement une source de courant possède une résistance interne infinie à ses bornes tout en ayant un courant contrôlé à la sortie. Ainsi on peut réaliser un entraînement à fréquence et courant variables.

La réalisation d'une source de courant triphasée à amplitude et fréquence variables, à partir du réseau triphasé, peut être divisée en deux grandes étapes .

La première étape consiste à réaliser à partir du réseau une source à courant-continu variable qui peut être constituée soit d'un

redresseur commandé, d'une inductance de lissage suffisamment élevée et d'une boucle d'asservissement du courant, (figure 1.8), ou soit d'un redresseur non commandé(redresseur à diodes), d'un hacheur de courant, d'une inductance de lissage et d'une boucle d'asservissement de courant, (figure 1.9).

La deuxième étape consiste à commuter le courant continu pour générer trois courants déphasés de 120° à fréquence variable en utilisant un commutateur de courant à travers lequel on commande la fréquence .

Deux configurations de source de courant triphasée sont présentées.

Dans la première configuration (figure 1.8), la source de courant C.C est formée d'un redresseur commandé, d'une inductance de lissage et d'une boucle d'asservissement de courant.

L'avantage de cette configuration est que la commutation forcée n'est pas nécessaire du côté du redresseur.

Cependant, à faibles charges, le facteur de puissance du côté redresseur est relativement faible.

Le système possède une dynamique relativement lente causée par l'inductance de lissage dont la valeur est souvent élevée.

Un régulateur (PI) est suffisant pour asservir le courant continu par l'intermédiaire de l'angle d'amorçage.

Dans la deuxième configuration (figure 1.9), au lieu d'utiliser un redresseur commandé on utilise (figure 1.9) un redresseur non commandé à base de diodes, placé en cascade avec un hacheur de tension. De cette façon on améliore le facteur de puissance du côté du

réseau et cela pour toutes les valeurs de charges. Cependant la commutation forcée est requise au niveau du hacheur.

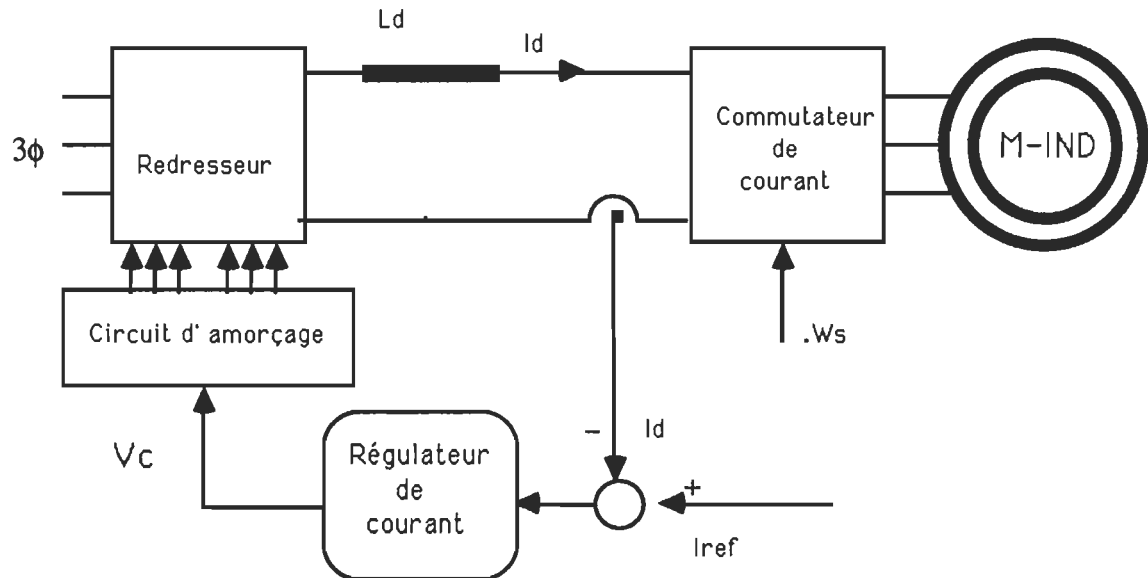


Figure 1.8. Alimentation en courant avec redresseur commandé et commutateur de courant.

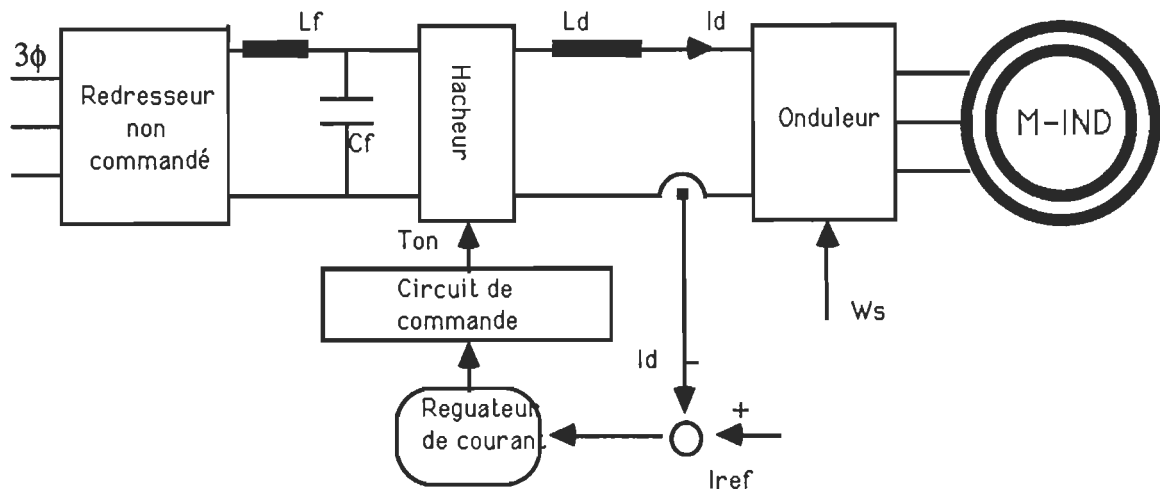


Figure 1.9. Alimentation en courant avec redresseur non commandé, hacheur et commutateur de courant

L'asservissement du courant continu se fait en agissant sur le rapport cyclique du hacheur.

Notons que dans les deux configurations un onduleur à commutation forcée est requis.

1-4 MODELISATION DU SYSTEME(CONVERTISSEUR-MACHINE)

Après avoir donné un aperçu sur les différents modes d'alimentation d'une machine asynchrone, (section 1-3), on se propose d'étudier l'entraînement à vitesse variable de la machine asynchrone alimentée en courant. Le système sera constitué d'une source de courant triphasée et d'une machine asynchrone,(figure 1.10). La source de courant est constituée d'un redresseur commandé à thyristors, d'une inductance de lissage , d'une boucle d'asservissement de courant et d'un onduleur de courant triphasé.

- Le redresseur est constitué d'un pont triphasé composé de six thyristors à commutation naturelle.

- L'inductance de lissage est choisie suffisamment élevée afin d'avoir un courant lissé .

- Le régulateur de courant doit être très rapide pour avoir une source de courant robuste.

Le commutateur de courant est constitué d'un pont triphasé à (GTO). Il permet de générer des courants triphasés à la machine, à amplitude et fréquence variables.

Ayant choisi le type de la machine ainsi que son alimentation, l'étape préliminaire pour l'étude du système consiste à trouver le modèle approprié de celui-ci.

Pour cela on procédera par la modelisation de la machine, la modelisation de la source, ainsi que le couplage des deux modèles pour former un modèle global décrivant le système Convertisseur-Machine en boucle ouverte. La modélisation comporte les étapes suivantes.

- * Poser toutes les hypothèses simplificatrices concernant le fonctionnement du système.
- * Developper les équations mathématiques décrivant les phénomènes physiques survenant dans le système (Relations entre courants, tensions, flux , vitesse).

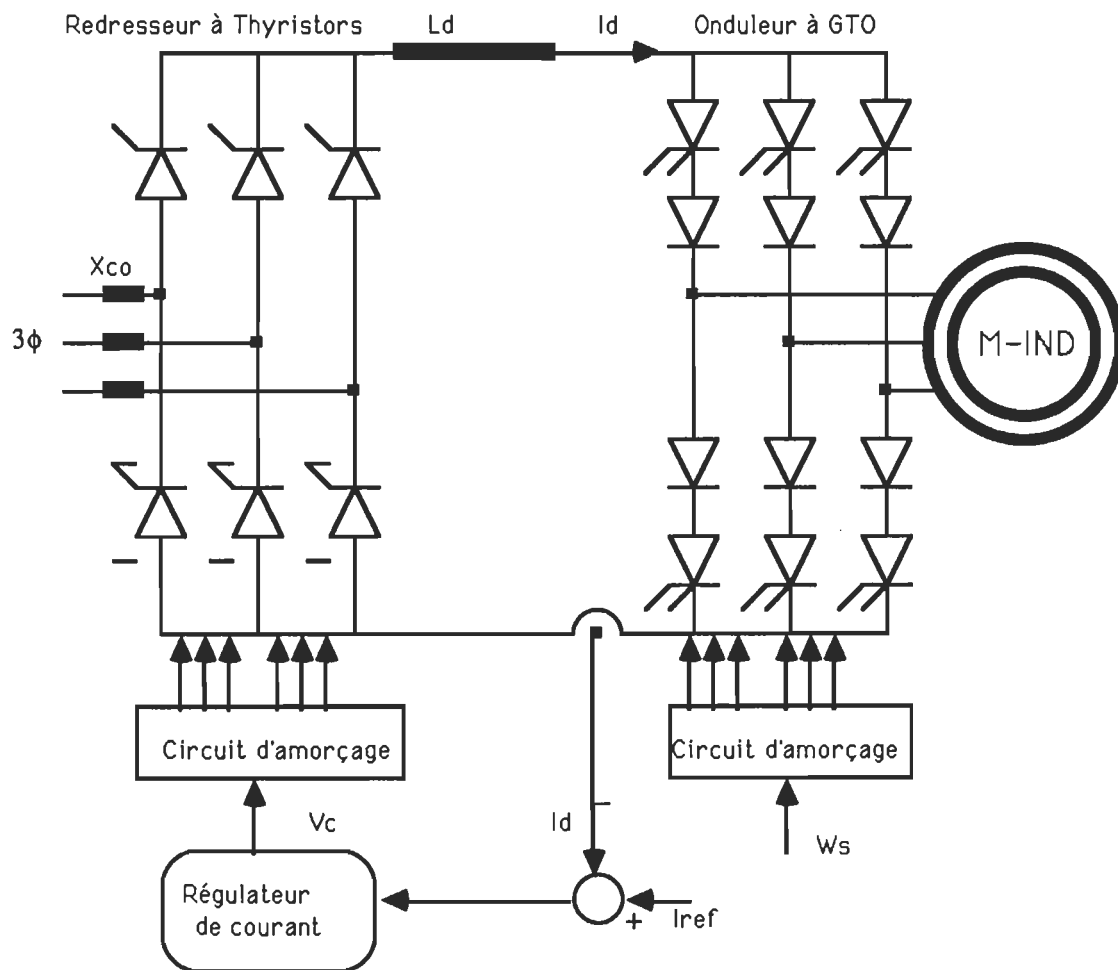


Figure 1.10. Schéma du système (convertisseur-machine).

- * Simplifier les équations en utilisant les transformations mathématiques adéquates .
- * Dédire les relations entre les variables d'entrée et les variables de sortie.
- * Linéariser le modèle autour d'un point d'opération.

1-4-1 Types de modélisation d'un système triphasé

La machine asynchrone peut être représentée par trois bobines formant un enroulement triphasé au stator et trois bobines formant un enroulement triphasé au rotor, (figure 1.11).

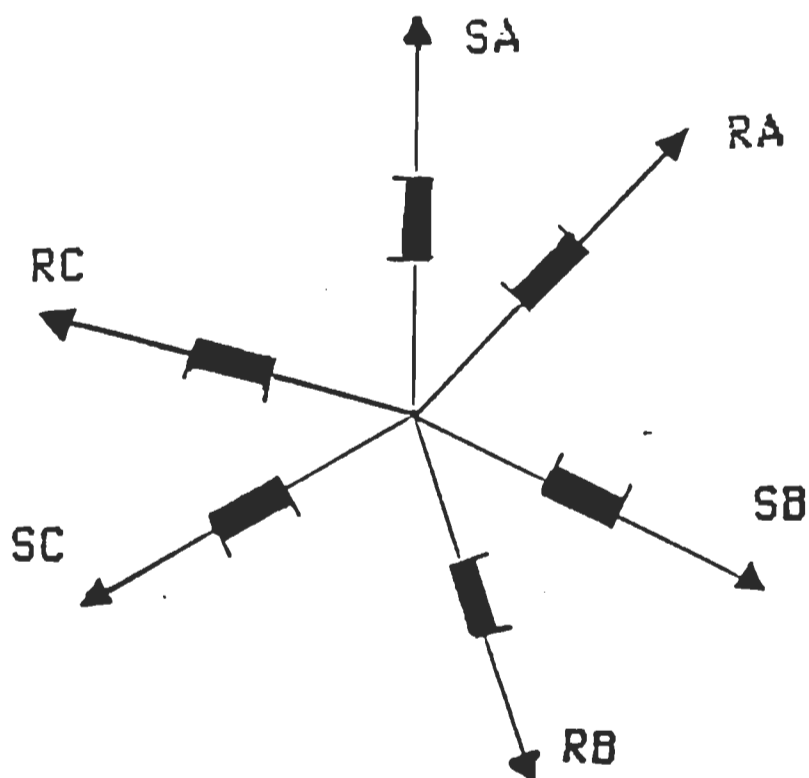


Figure 1.11. système triphasé représentant la machine asynchrone

Avec: θ : l'angle entre la phase A du stator et la phase A du rotor.

a) Variables de phase

Une façon de modéliser la machine est de considérer les variables réelles de la machine, c'est-à-dire les courants statoriques comme variables d'entrée, et les tensions statoriques, les tensions rotoriques, courants rotoriques et la vitesse comme variables d'état. Avec cette méthode on obtient un grand nombre de variables compliquant ainsi la résolution du système d'équations. Donc, on doit penser à un autre modèle beaucoup plus simple afin de faciliter l'étude ainsi que la commande de la machine.

Pour cela l'étude des composantes symétriques et les composantes relatives [3] s'avère importante pour le choix du modèle le plus adéquat.

b) Composantes de Fortescue

Les composantes de Fortescue [1] sont des composantes symétriques. La matrice de transformation modifiée est la suivante:

$$F_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} ; \quad [F_1]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}$$

Cette transformation est couramment utilisée pour l'étude des réseaux triphasés symétriques en régime déséquilibré.

Les composantes de Fortescue sont formées d'une composante homopolaire (indice o), d'une composante directe (indice d) et d'une composante inverse (indice i). Exemple: l'équivalent du système triphasé $[V_a, V_b, V_c]$ est le système transformé $[V_o, V_d, V_i]$ avec:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [F_1] \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_i \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_i \end{bmatrix} = [F_1]^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

c) Transformation de Clarke

La transformation de Clarke [1] utilise des coefficients réels, des composantes symétriques qui sont $0, \gamma, \beta$. La matrice de transformation est la suivante.

$$[C_M] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad ; \quad [C_M]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [C_M] \begin{bmatrix} V_o \\ V_\gamma \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} V_o \\ V_\gamma \\ V_\beta \end{bmatrix} = [C_M]^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

On utilise cette transformation pour étudier les défauts dans les

réseaux triphasés.

Remarque

Les composantes symétriques permettent de simplifier l'étude des réseaux passifs. Elles sont très utiles pour l'étude analytique des déséquilibres qui peuvent intervenir dans les réseaux. De plus, elles peuvent être appliquées aux machines asynchrones et synchrones.

Mais il faut remarquer que ces transformations aboutissent à des équations différentielles à coefficients variables en fonction du temps. Pour contourner le problème il faut employer des transformations à termes variables. Ainsi, on ramène un système d'équations à coefficients variables à un système à coefficients constants. Pour cela, il faut utiliser les transformations à composantes relatives.

Deux transformations utilisant les composantes relatives seront étudiées. Il s'agit des transformations de Y.H.Ku et de R.H.Park [3].

d) Transformation de Ku

Les composantes de Ku font partie des composantes relatives. Elles sont notées comme suit: i_0 , i_f , i_b . La matrice de transformation est la suivante.

$$K_1(\theta) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{i\theta} & e^{-i\theta} \\ 1 & a^2 e^{i\theta} & a e^{-i\theta} \\ 1 & a e^{i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \end{bmatrix}$$

On remarque que l'origine mathématique de cette transformation

provient de celle de Fortescue.

$$[K_1(\theta)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-i\theta} & a e^{-i\theta} & a^2 e^{-i\theta} \\ e^{i\theta} & a^2 e^{i\theta} & a e^{i\theta} \end{bmatrix}$$

e) Transformation de Park

Cette transformation est appelée souvent la transformation des deux axes . En effet elle fait correspondre aux variables réelles de la machine leurs composantes dites homopolaires (indice o), d'axe direct(indice d), d'axe en quadrature (indice q). La forme modifiée de cette transformation est la suivante.

$$P_1(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Soit, le système de tensions triphasées $[V_a, V_b, V_c]$, le transformé de ce système est un système de tensions composé par la composante homopolaire(V_o), la composante(V_d) directe et la composante en quadrature(v_q).

Avec:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [P_1(\theta)] \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} = [P_1(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Ainsi, sous sa forme modifiée, la transformation de Park conserve l'invariance de la puissance instantanée et conduit à des schémas où les inductances mutuelles sont réciproques.

Il faut remarquer que l'origine de cette transformation provient de la transformation de Clarke en ajoutant un élément variable en fonction du temps [3] et qui tient compte de la variation des inductances mutuelles.

Les transformations de Park et de Ku s'adaptent parfaitement à la machine asynchrone en simplifiant grandement les équations réelles de cette dernière.

La transformation de Park sera utilisée pour la modélisation de la machine.

1-4-2 Modèle DQ de la machine asynchrone

Posons les hypothèses suivantes:

- *Les courants d'alimentation sont sinusoïdaux.
- *La distribution du flux dans l'entrefer est sinusoïdale.
- *La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- *Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

Au lieu de considérer les trois phases d'axes fixes SA,SB et SC du stator on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobines dont les axes sont en quadratures ,soit Sd et Sq qui tournent à la vitesse angulaire $W_s=(d\theta_s/dt)$ [3].

De même les deux bobinages d'axes en quadratures Rd et Rq tournant à la vitesse $W_r=(d\theta_r/dt)$, remplacent les trois phases du rotor RA,RB et RC, (figure 1.12). Les variables réelles de la machine sont:

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{SA} \\ I_{SB} \\ I_{SC} \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{RA} \\ V_{RB} \\ V_{RC} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{RA} \\ I_{RB} \\ I_{RC} \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 4\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

courants de la machine.

On a:

$$[V_S] = [P_1(\theta_S)] [V_{CS}]$$

$$[I_S] = [P_1(\theta_S)] [I_{CS}]$$

$$[V_R] = [P_1(\theta_R)] [V_{CR}]$$

$$[I_R] = [P_1(\theta_R)] [I_{CR}]$$

Avec:

$$[V_{CS}] = \begin{bmatrix} V_{OS} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} ; [V_{CR}] = \begin{bmatrix} V_{OR} \\ V_{dR} \\ V_{qR} \end{bmatrix} ; [I_{CS}] = \begin{bmatrix} I_{OS} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} ; [I_{CR}] = \begin{bmatrix} I_{OR} \\ I_{dR} \\ I_{qR} \end{bmatrix}$$

$$[V_S] = [R_S] [I_S] + p ([L_{SS}] [I_S]) + p ([M_{SR}]) \quad (I-8)$$

$$[V_R] = [R_R] [I_R] + p ([L_{RR}] [I_R]) + p ([M_{RS}] [I_S]) \quad (I-9)$$

Avec: $p = (d / dt)$

En multipliant respectivement les équations (I-8) et (I-9) par $[P_1(\theta_S)]^{-1}$, on obtient les équations transformées suivantes.

$$[V_{CS}] = [R_S] [I_{CS}] + [P_1(\theta_S)]^{-1} [p([L_{SS}] [P_1(\theta_S)] [I_{CS}])] \\ + [P_1(\theta_S)]^{-1} [p([M_{SR}] [P_1(\theta_R)] [I_{CR}])] \quad (I-10)$$

$$[V_{CR}] = [R_R] [I_{CR}] + [P_1(\theta_R)]^{-1} [p([L_{RR}] [P_1(\theta_R)] [I_{CR}])] \\ + [P_1(\theta_R)]^{-1} [p([M_{RS}] [P_1(\theta_S)] [I_{CS}])] \quad (I-11)$$

Posons

$$\mu = \theta + \theta_R - \theta_S \quad ; \quad p(\theta) = W'$$

$$L_S = L_S - M_S \quad : \text{Inductance cyclique propre du stator}$$

$$L_R = L_R - M_R \quad : \text{Inductance cyclique propre du rotor}$$

$$L_{OS} = L_S - 2M_S \quad : \text{Inductance homopolaire (stator)}$$

$$L_{OR} = L_R - 2M_R \quad : \text{Inductance homopolaire (rotor)}$$

$$M = 3/2 m \quad : \text{Inductance mutuelle cyclique (stator-rotor)}$$

Après le développement des équations (I-10) et (I-11) on déduit les équations DQ suivantes.

$$V_{os} = R_S i_{os} + L_{os} p(i_{os}) \quad (I-12)$$

$$V_{ds} = R_S i_{ds} + L_S p(i_{ds}) - L_S p(\theta_S) i_{qs} + M [-(W' + p(\theta_R)) \sin(\mu) i_{dr} + \cos(\mu) p(i_{dr})] - M [(W' + p(\theta_R)) \cos(\mu) i_{qr} + \sin(\mu) p(i_{qr})] \quad (I-13)$$

$$V_{qs} = R_S i_{qs} + L_S p(i_{qs}) - L_S p(\theta_S) i_{ds} + M [(W' + p(\theta_R)) \cos(\mu) i_{dr} + \sin(\mu) p(i_{dr})] + M [-(W' + p(\theta_R)) \sin(\mu) i_{qr} + \cos(\mu) p(i_{qr})] \quad (I-14)$$

$$V_{or} = R_S i_{or} + L_{OR} p(i_{or}) \quad (I-15)$$

$$V_{dr} = M[(p(\theta_S) - W') \sin(\mu) i_{ds} + \cos(\mu) p(i_{ds})] - M[(p(\theta_S) - W') * \cos(\mu) i_{qs} - \sin(\mu) p(i_{qs})] + R_R i_{dr} + L_R p(i_{dr}) - L_R p(\theta_R) i_{qr} \quad (I-16)$$

$$V_{qr} = M[(p(\theta_S) - W') \cos(\mu) i_{ds} - \sin(\mu) p(i_{ds})] + M[(p(\theta_S) - W') * \sin(\mu) i_{qs} - \cos(\mu) p(i_{qs})] + R_R i_{qr} + L_R p(i_{qr}) + L_R p(\theta_R) i_{dr} \quad (I-17)$$

Pour simplifier, on suppose que le système d'axes (RD,RQ) tourne à la même vitesse que le système d'axes (SD,SQ). Ce qui équivaut à poser

$\mu=0$. On aura donc l'équation matricielle suivante.

$$\begin{bmatrix} V_{os} \\ V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{or} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & -L_s p(q_s) & 0 & M p & -M(W' + p(\theta_R)) \\ 0 & L_s p(q_s) & R_s + L_s p & 0 & M(W' + p(q_R)) & M p \\ 0 & 0 & 0 & R_r + L_r p & 0 & 0 \\ 0 & M p & -M(p(q_s) - W') & 0 & R_r + L_r p & -L_r p(q_R) \\ 0 & M(p(q_s) - W') & M p & 0 & L_r p(q_R) & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{os} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{or} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

Cette matrice représente les équations générales du modèle DQ. Pour avoir des équations référées par rapport au champ tournant on doit appliquer les conditions suivantes:

$\theta_s = W_s t$: position de l'axe SD par rapport à la phase A du stator

$W' = (1-S)W_s$: vitesse électrique du rotor.

$\theta_R = S W_s t$: position de l'axe RD par rapport à la phase A du rotor

On obtient l'équation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -L_s W_s & M p & -M W_s \\ L_s W_s & R_s + L_s p & M W_s & M p \\ M p & -M W_{sl} & R_r + L_r p & -L_r W_{sl} \\ M W_{sl} & M p & L_r W_{sl} & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_q \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

Cette équation est de la forme:

$$[V] = [R][I] + [G][I] + [L]p[I] \quad (I-20)$$

Par identification on déduit $[V]$; $[R]$; $[L]$; $[G]$ qui sont des variables transformées.

$$[RS] = \begin{bmatrix} RS & 0 & 0 & 0 \\ 0 & RS & 0 & 0 \\ 0 & 0 & RS & 0 \\ 0 & 0 & 0 & RS \end{bmatrix} ; [L] = \begin{bmatrix} L_S & 0 & M & 0 \\ 0 & L_S & 0 & M \\ M & 0 & L_R & 0 \\ 0 & M & 0 & L_R \end{bmatrix}$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & -L_S \omega_s & 0 & -M \omega_s \\ L_S \omega_s & 0 & M \omega_s & 0 \\ 0 & -M \omega_s & 0 & -L_R \omega_s \\ M \omega_s & 0 & L_R \omega_s & 0 \end{bmatrix}$$

La formule générale du couple [3] est la suivante:

$$T_{em} = P/2 [I]^T (\partial/\partial \theta * [L]) [I] \quad (I-21)$$

Où $[L]$ est la matrice regroupant les matrices $[L_{SS}]$; $[L_{RR}]$ et $[M_{SR}]$. Or $[L_{SS}]$ et $[L_{RR}]$ sont des matrices dont les éléments sont constants. Donc l'expression de T_{em} sera la suivante.

$$T_{em} = (P/2) [I_S]^T (d/d\theta * [M_{SR}]) [I_R] \quad (I-22)$$

En fonction des courants transformés, l'équation du couple est la suivante.

$$T_{em} = P [I_{cs}]^T [P1(q_s)]^T (d/d\theta [M_{SR}]) [P1(\theta_R)] [I_{cr}] \quad (I-23)$$

En supposant que le système d'axes Rdq tourne à la même vitesse que le système d'axes Sdq ($\mu=0$) on obtient l'expression suivante.

$$T_{em} = P M (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}). \quad (I-24)$$

I-4-3 Modélisation du convertisseur de courant

a) Modélisation de l'onduleur

La commande 120° est implantée pour commander les GTOS au niveau de l'onduleur de courant. On obtient les courants de phases suivants, (figure 1.13).

Pour simplifier l'étude du système, on a posé comme hypothèse que la machine est alimentée par des courants sinusoïdaux. Pour cela il faut considérer seulement les fondamentales des courants.

Puisque les trois courants à la sortie de l'onduleur forment un système triphasé, on calcule la fondamentale du courant IA et on déduit IB et IC.

La fondamentale du courant IA peut être calculée en utilisant la transformée rapide de Fourier.

Soit $f(x) = I_A$ avec $x = \omega_s * t$

$$f(x) = C_0 + \sum_1^{\infty} |C_h| \cos(h\omega_0 x + \phi_h)$$

$$C_0 = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} I_A dx$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} \int_0^{2\pi/3} I_d dx - \int_{\pi}^{2\pi/5} I_d dx \\ &= 0 \end{aligned}$$

$$\overline{C_h} = \left(\frac{1}{j\pi h} \right) \sum_1^{n-1} \partial_i e^{(-j(2\frac{\pi}{\tau})x_i)} - \left(\frac{\tau}{2\pi^2 h^2} \right) \sum_1^{n-1} \partial_i' e^{(-jh(2\frac{\pi}{\tau})x_i)} \quad (1-25)$$

Avec

$$\tau = 2\pi$$

n = nombre de discontinuités

$$i = 1, 2, 3, \dots, n$$

X_i = localisation des discontinuités

$$\partial_i = f(x_i + 0^+) - f(x_i - 0^-)$$

$$\partial_i' = f'(x_i + 0^+) - f'(x_i - 0^-)$$

$$\overline{C_1} = \left(\frac{1}{j\pi} \right) \sum_1^{n-1} \partial_i e^{(-jx_i)} - \left(\frac{1}{\pi} \right) \sum_1^{n-1} \partial_i' e^{(-j x_i)} \quad (1-26)$$

$$X_1 = 0$$

$$\partial_1 = ld$$

$$X_2 = 2\pi/3$$

$$\partial_2 = -ld$$

$$X_3 = \pi$$

$$\partial_3 = -ld$$

$$X_4 = 5\pi/3$$

$$\partial_4 = ld$$

$$\partial_1' = \partial_2' = \partial_3' = \partial_4' = 0 \quad \text{car } f'(x) = 0$$

Donc

$$\begin{aligned} \overline{C_1} &= \left(\frac{ld}{j\pi} \right) (1 - e^{-(j2\frac{\pi}{3})} + 1 + e^{-(j5\frac{\pi}{3})}) \\ &= \left(\frac{\sqrt{3} ld}{j\pi} \right) (\sqrt{3} + j) \end{aligned}$$

$$|\overline{C_1}| = 2 \sqrt{3} \frac{ld}{\pi} \quad (1-27)$$

D'où

$$I_A = \frac{(2\sqrt{3} I_d)}{\pi} \cos(\omega_s t) \quad (1-28)$$

$$I_B = \frac{(2\sqrt{3} I_d)}{\pi} \cos(\omega_s t - 2\frac{\pi}{3}) \quad (1-29)$$

$$I_C = \frac{(2\sqrt{3} I_d)}{\pi} \cos(\omega_s t - 4\frac{\pi}{3}) \quad (1-30)$$

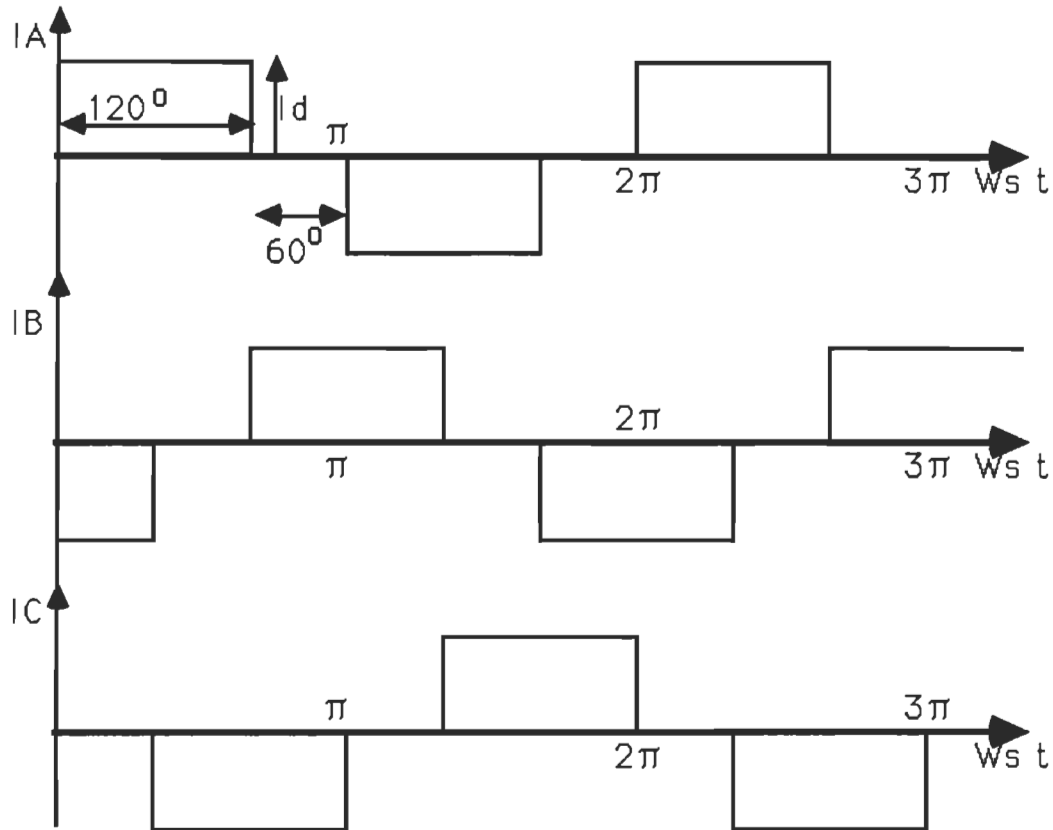


Figure 1.13. Formes des courants à la sortie du commutateur pour une commande 120°

A partir des équations (1-28 à 1-30) on calcule les courants I_{qs} et I_{ds} en appliquant la transformation de Park. L'axe q coïncide avec l'axe de la phase A du stator, donc on peut remplacer θ_s par $(\theta_s - \pi/2)$ avec

$$\theta_S = \omega_s t.$$

$$I_s = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3} I_d}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \cos(\omega_s t - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\omega_s t - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[P_1(\omega_s t)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega_s t) & \cos(\omega_s t - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\omega_s t - 4\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_s t) & -\sin(\omega_s t - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\omega_s t - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[I_{cs}] = \begin{bmatrix} I_{os} \\ I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = [P_1(\omega_s t)]^{-1} [I_s] \quad (1-31)$$

$$I_{os} = 0 \quad (1-32)$$

$$\begin{aligned} I_{ds} &= 2(\sqrt{2}) I_d / \pi [\cos(\omega_s t - \pi/2) \cos(\omega_s t) \\ &\quad + \cos(\omega_s t - 7\pi/6) \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\ &\quad + \cos(\omega_s t - 11\pi/3) \cos(\omega_s t - 4\pi/3)] \\ &= \sqrt{2} I_d / \pi [\cos(2\omega_s t - \pi/2) + \cos(2\omega_s t - 11\pi/6) \\ &\quad + \cos(2\omega_s t - 19\pi/3)] \end{aligned}$$

$$I_d = 0 \quad (1-33)$$

$$\begin{aligned}
I_{qs} &= 2(\sqrt{2}) I_d / \pi [\sin(\omega_s t - \pi/2) \cos(\omega_s t) \\
&\quad + \sin(\omega_s t - 7\pi/6) \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \\
&\quad + \sin(\omega_s t - 11\pi/3) \cos(\omega_s t - 4\pi/3)] \\
&= -(\sqrt{2}) I_d / \pi [\sin(2\omega_s t - \pi/2) + \sin(-\pi/2) + \sin(2\omega_s t - 11\pi/6) \\
&\quad + \sin(-\pi/2) + \sin(\omega_s t - 19\pi/6) + \sin(-\pi/2)] \\
I_{qs} &= 3(\sqrt{2}) I_d / \pi \tag{I-34}
\end{aligned}$$

Comme I_{ds} est nul , on peut supprimer l'équation de V_{ds} des équations des tensions de la machine [16]. Par ailleurs, comme le rotor du moteur à induction est en court-circuit, on a : $V_{dr}=V_{qr}=0$.

Les équations des tensions et celle du couple deviennent

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + M \frac{dI_{qr}}{dt} + \omega_s M I_{dr} \tag{I-35}$$

$$0 = R_r I_{dr} + L_r \frac{dI_{dr}}{dt} - S \omega_s L_r I_{qr} - S \omega_s M I_{qs} \tag{I-36}$$

$$0 = R_r I_{qr} + L_r \frac{dI_{qr}}{dt} - S \omega_s L_r I_{dr} + M \frac{dI_{qs}}{dt} \tag{I-37}$$

$$P M I_{qs} I_{dr} = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{B}{P} \omega_r + T_{mec} \tag{I-38}$$

La tension V_{qs} correspond à la composante "q" des tensions supposées sinusoïdales existant aux bornes des phases statoriques. On peut déduire la relation entre V_{qs} et V_l (tension à l'entrée du commutateur de courant). Si on suppose qu'il n'y a pas de pertes dans le commutateur de courant , la puissance à l'entrée du commutateur égale celle délivrée à la machine.

$$V_l^* I_d = V_A I_A + V_B I_B + V_C I_C = [I_S]^T [V_S]$$

Or

$$[V_S] = [P_1(\theta_S)] [V_{CS}] \quad ; \quad [I_S] = [P_1(\theta_S)] [I_{CS}]$$

$$\begin{aligned} V_l I_d &= [I_{CS}]^T [P_1(\theta_S)]^T [P_1(\theta_S)] [V_{CS}] \\ &= [I_{CS}]^T [V_{CS}] = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \end{aligned}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 3(\sqrt{2})I_d/\pi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$$V_l I_d = [3(\sqrt{2})/\pi] I_d V_{qs}$$

d'où

$$V_{qs} = [\pi/3(\sqrt{2})] V_l \quad (1-39)$$

b) Modélisation de la source de courant continu

Comme mentionné précédemment dans la section (1-3-2), la source de courant continu possède trois éléments principaux qui sont: un convertisseur de courant, une inductance de lissage et une boucle de régulation de courant. Dans cette partie on développera les équations propres au redresseur ensuite on ajoutera les équations de la boucle de régulation du courant.

La figure 1.14 montre le schéma fonctionnel du convertisseur de courant qui est formé par un pont de Graëtz triphasé à six thyristors.

La commutation se fait naturellement par le réseau triphasé [4]. Si l'on tient compte de l'influence de la commutation naturelle on doit considérer le phénomène d'empiètement. Pour cela on pose les

hypothèses suivantes.

- Le convertisseur alimente une source de courant, c'est-à-dire que l'inductance de lissage L_d est supposée très élevée.
- L'inductance L_{co} dans le circuit de commutation est finie ($L_{co} > 0$).

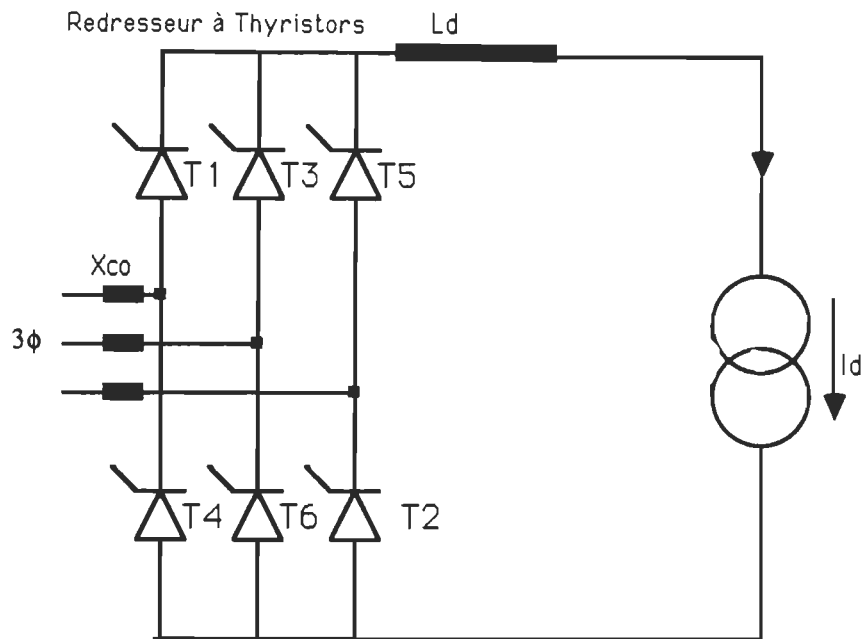


Figure 1.14. Schéma fonctionnel du redresseur de courant.

La première supposition nous permettra de simplifier l'étude de la commutation en supposant que le courant de charge est complètement lissé. Tandis que la deuxième supposition nous permet de voir le comportement réel des courants pendant le phénomène d'empiètement. La figure 1.15 montre les séquences de fonctionnement

Lors de la commutation du courant I_d de T_1 à T_3 on remarque l'existence de trois séquences .

Avant la commutation, (figure 1.15.a) le thyristor T_1 conduit et

$I_1 = I_d$. En amorçant T_3 on provoque un court-circuit entre les phases 1 et 2, (figure 1.15.b). Le courant I_2 augmente et I_1 diminue de telle sorte que $I_1 + I_2 = I_d$. Pendant cette étape on a un empiètement des courants (figure 1-16a), de plus il se forme une certaine tension de commutation u_c , (figure 1.6.b) [4].

$$u_c = u_2 - u_1$$

$$u_c = (\sqrt{2}) U_c \sin(\omega t) \quad (I-40)$$

U_c : valeur efficace de u_c elle correspond à la tension composée

polygonale, qui dans le cas général d'un système à q phase vaut.

$$U_c = 2 U_y \sin(\pi/q)$$

U_y : valeur efficace de la tension simple

q : nombre de bras de commutation

Le courant de court-circuit peut être déterminé par l'équation différentielle suivante.

$$2L_{co} \frac{di_{cm}}{dt} = \frac{\sqrt{2}}{2L_{co}} U_c \sin(\omega t) \quad (I-41)$$

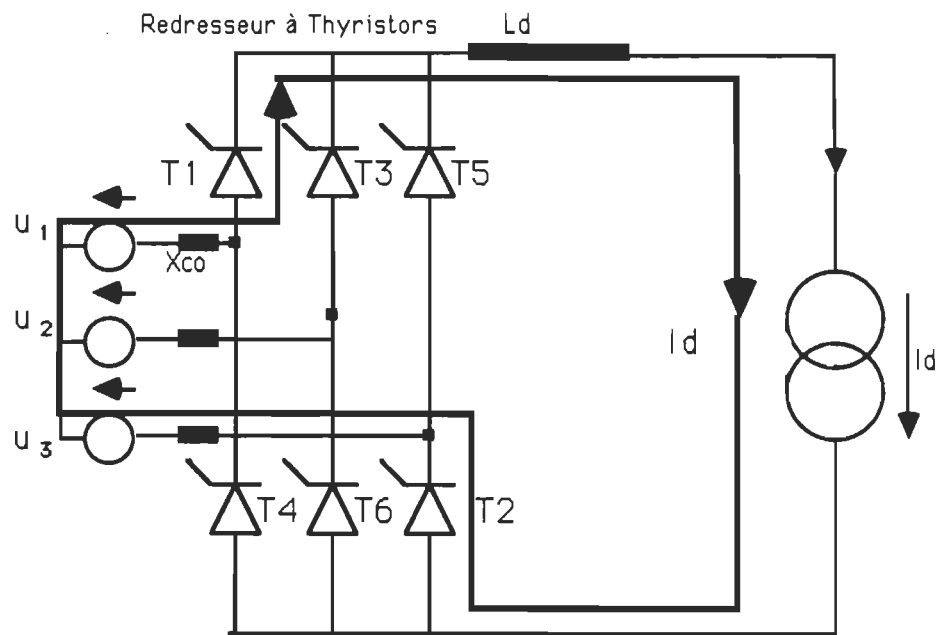
i_{cm} : courant de court-circuit

$$i_{cm} = \frac{\sqrt{2}}{2L_{co}} U_c \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^t \sin(\omega t) dt$$

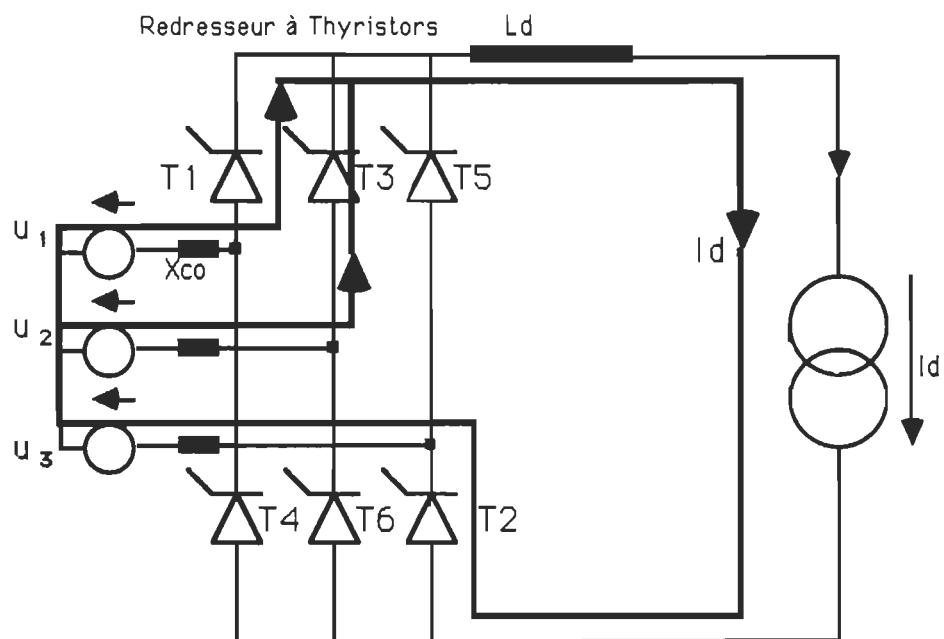
$$i_{cm} = \frac{\sqrt{2}}{2L_{co}} U_c [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] \quad (I-42)$$

posons

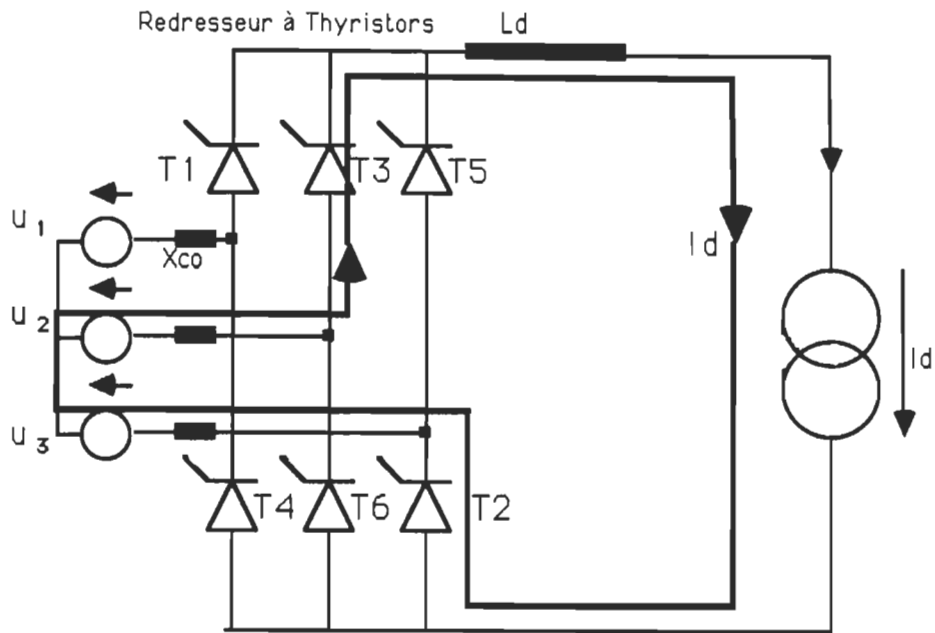
$$\hat{i}_{cm} = \left(\frac{\sqrt{2}}{2\omega L_{co}} \right) U_c \quad \text{valeur crête de } i_{cm}$$



(a). Avant la commutation.



(b). Durant la commutation



(c). Après la commutation

Figure 1.15. (a),(b),(c). Séquences de fonctionnement du redresseur de courant.

Pendant le court-circuit on a $i_{cm} = I_2$

$$\begin{aligned} I_1 &= I_d - I_2 \\ &= I_d - i_{cm} \end{aligned} \quad (I-43)$$

Lorsque $\omega t = (\alpha + \mu)$ le courant I_1 s'annule et $i_{cm} = I_d$, (figure 1.15.c).

$$\begin{aligned} I_d = \hat{I}_{cm} &= [\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)] \\ \cos(\alpha + \mu) &= \cos(\alpha) - \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}} \end{aligned} \quad (I-44)$$

Comme on a vu, le phénomène d'empiètement provoque une réduction de la valeur instantanée de la tension continue, à la sortie du

redresseur, pendant la commutation. Par conséquent, la valeur moyenne de la tension continue $U_{d\alpha}$ est inférieure à la valeur correspondante à un fonctionnement idéal, soit, $U_{di\alpha}$. La chute de tension U_x est égale à la différence ($U_{di\alpha} - U_{d\alpha}$).

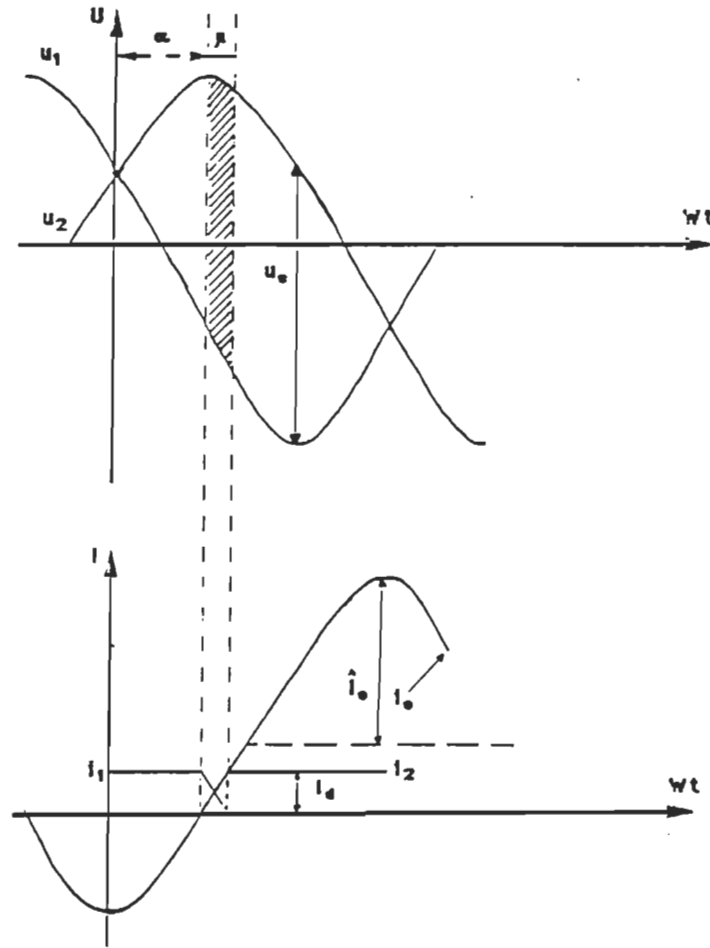


Figure 1.16. Phénomène d'empiètement

Il a été démontré [4] que

$$U_x = \frac{Z_q}{2\pi} \frac{1}{2} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sqrt{2} U_c \sin(\omega t) d\omega t \quad (1-45)$$

où

Z : nombre de groupe de commutation (Z = 2)

q : nombre de bras de commutation(q =3)

$$\begin{aligned}
 U_x &= \frac{\sqrt{2} Z q}{4\pi} U_c [\cos(a) - \cos(a + m)] \\
 &= \frac{\sqrt{2} Z q}{4\pi} U_c [\cos(a) - \cos(a) + \frac{I_d}{\hat{I}_{cm}}] \\
 U_x &= \frac{3}{\pi} X_{co} I_d \quad (I-46)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{\sqrt{2} Z q}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{q}\right) V_{seff} \cos(\alpha) \\
 &= \frac{\sqrt{2} 6}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \frac{1}{\sqrt{2}} V_s \cos(\alpha) \\
 U_{d\alpha} &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_s \cos(\alpha) \quad (I-47)
 \end{aligned}$$

$$U_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_s \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} X_{co} I_d \quad (I-48)$$

$$V_R = U_{d\alpha}$$

Cette équation représente le fonctionnement de la source sans boucle de retour du courant. Si on considère la maille définissant le lien C.C on a

$$V_R = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_d I_d + V_l \quad (I-49)$$

or

$$V_{qs} = \left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}} \right) V_l$$

$$\begin{aligned}
 V_{qs} &= \left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}} \right) [V_R - (R_d + p L_d) I_d] \\
 &= \left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}} \right) \left[\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_S \cos(\alpha) - \frac{3}{\pi} X_{co} \left(\frac{\pi}{3\sqrt{2}} \right) I_{qs} \right. \\
 &\quad \left. - \left(\frac{\pi}{\sqrt{3}} \right) I_{qs} (R_d + p L_d) \right]
 \end{aligned}$$

$$V_{qs} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_S \cos(\alpha) - \frac{\pi}{6} X_{co} I_{qs} - \left(\frac{\pi^2}{18} \right) (R_d + p L_d) I_{qs} \quad (I-50)$$

D'après l'équation (I-19) on a

$$V_{qs} = L_S \omega_s * I_{ds} + (R_S + p L_S) I_{qs} + M \omega_s I_{dr} + M p I_{qr} \quad (I-51)$$

(I-51) dans (I-50) \Rightarrow

$$\begin{aligned}
 \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_S \cos(\alpha) &= \left[\frac{\pi}{6} X_{co} I_{qs} + \left(\frac{\pi^2}{18} \right) R_d + p (L_d + L_S) \left(\frac{\pi^2}{18} \right) I_{qs} \right. \\
 &\quad \left. + M \omega_s I_{dr} + M p I_{qr} \right]
 \end{aligned} \quad (I-52)$$

Posons

$$V_C = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_S \cos(\alpha)$$

$$L_{d'} = \left(\frac{\pi^2}{18} \right) L_d$$

$$R_{d'} = \left(\frac{\pi^2}{18} \right) R_d$$

$$X_{co'} = \left(\frac{\pi}{6} \right) X_{co}$$

$$\begin{aligned}
 V_C &= [p (L_{d'} + L_S) + R_{d'} + X_{co'} + R_S] I_{qs} \\
 &\quad + M p I_{qr} + \omega_s M I_{dr}
 \end{aligned} \quad (I-53)$$

En ajoutant la boucle de régulation du courant et en supposant que l'on utilise un régulateur proportionnel-intégral et que la relation $V_c(\alpha)$ est linéaire.

on aura:

$$\frac{V_c(s)}{(I_c(s) - I_d(s))} = K_{ic} \left[\frac{(1 + s\tau_c)}{s} \right] \quad (I-54)$$

posons

$$Q(s) = (K_{ic}/s)(I_c - I_d) \quad (I-55)$$

$$V_c(s) = Q(s)(1 + s\tau_c) \quad (I-56)$$

A partir des équations développées précédemment, on peut tirer un modèle global représentant ainsi le système (Convertisseur-Machine).

Donc le système sera modélisé par le système d'équations suivant.

$$\begin{bmatrix} I_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P/K_{ic} & 1 & 0 & 0 \\ -1-p\tau_c & (R_s + R_d + X_{co} + p(L_s + L_d)) & M_p & W_s M \\ 0 & pM & R_R + pL_R & L_R W_s I \\ 0 & -MW_s I & -L_R W_s I & R_R + pL_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q \\ I_{qs} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (I-57)$$

$$P M I_{qs} I_{dr} = \frac{J}{P} \frac{dW_r}{dt} + \frac{B}{P} W_r + T_{mec}$$

(I-58)

1-5 CARACTERISTIQUES EN REGIME PERMANENT

Lorsque le système d'axes d-q est immobile par rapport au stator et que l'axe "d" coïncide avec l'axe de la phase "A" du stator (c-a-d $\mu=0$, voir (1-4-2)), tous les courants et tensions d-q sont constants en régime permanent.

En effet, en régime permanent toutes les dérivées s'annulent ($p=0$) et on a:

$$\begin{bmatrix} I_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & (R_s + R_d + X_{co}) & 0 & W_s M \\ 0 & 0 & R_R & L_R W_s I \\ 0 & -M W_s I & -L_R W_s I & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q \\ I_{qs} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (1-59)$$

$$T_{em} = P M I_{qs} I_{dr} \quad (1-60)$$

A partir de ce système d'équations on développe l'expression de chacune des variables en régime permanent.

$$I_{qs} = (3(\sqrt{2})/\pi) I_c \quad (1-61)$$

$$I_{dr} = \frac{R_R W_s I M}{W_s I^2 L_R^2 + R_R^2} I_{qs} \quad (1-62)$$

$$I_{qr} = \frac{-W_s I L_R}{R_R} I_{dr} \quad (1-63)$$

$$Q = R_s I_{qs} + W_s M I_{dr} \quad (1-64)$$

$$T_{em} = P M I_{qs} I_{dr} \quad (1-65)$$

$$T_{em} = \frac{P M^2 S W_s R_R}{R_R^2 + S^2 W_s^2 L_R^2} I_{qs}^2 \quad (1-66)$$

Les expressions (1-61) à (1-66) permettent de calculer les caractéristiques en régime permanent [1] montrées aux figures 1.17 à

1.20. C'est à partir de ces caractéristique que l'on peut calculer d'une façon précise les différents points d'opération du système.

Le couple de démarrage est calculé pour un glissement $S=1$

$$T_D = \frac{P M^2 Ws R_R}{R_R^2 + Ws^2 L_R^2} I_{qs}^2 \quad (I-67)$$

Le couple nominal correspond au glissement nominal ($S=S_{nom}$)

L'expression approximative du couple nominal est:

$$T_{nom} = \frac{P M^2 S_{nom}}{R_R} I_{qs}^2 \quad (I-68)$$

Pour une alimentation en courant on a

$$S_{max} = \frac{R_R}{Ws L_R} \quad (I-69)$$

$$T_{max} = \frac{P M^2}{2 L_R} I_{qs}^2 \quad (I-70)$$

L'expression du flux est:

$$\begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} = P(Wst) \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{os} \end{bmatrix} \quad (I-71)$$

Après développement on obtient

$$\Phi_A = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\Phi_{qs}^2 + \Phi_{ds}^2} \cos(Wst - \tan^{-1}(\frac{\Phi_{ds}}{\Phi_{qs}})) \quad (I-72)$$

D'où la valeur crête sera donnée par

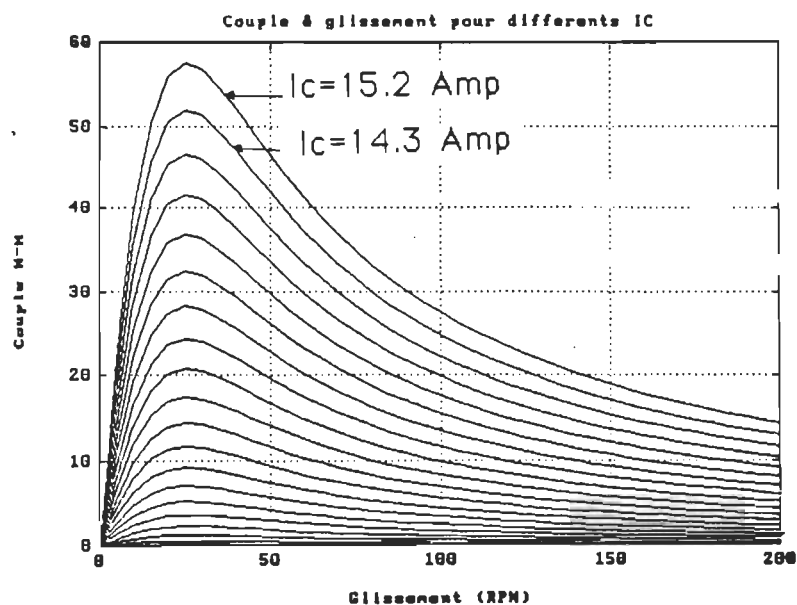


Figure 1.17. Caractéristiques statiques couple-glissement de la machine asynchrone alimentée en courant.

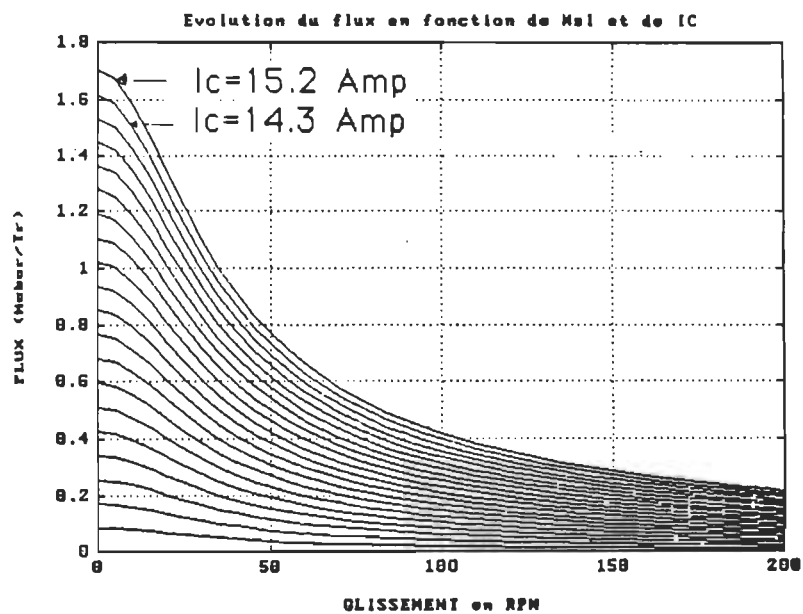
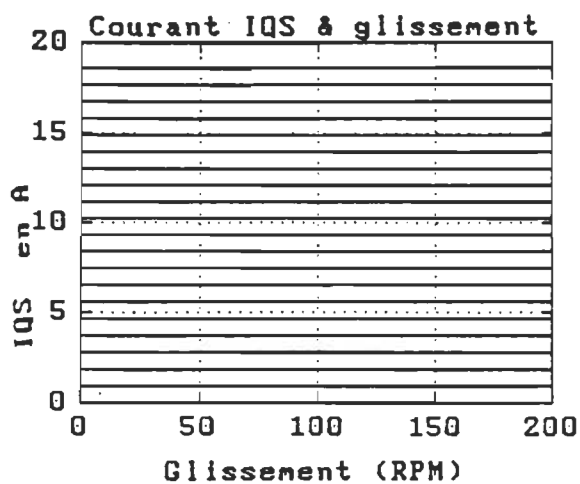
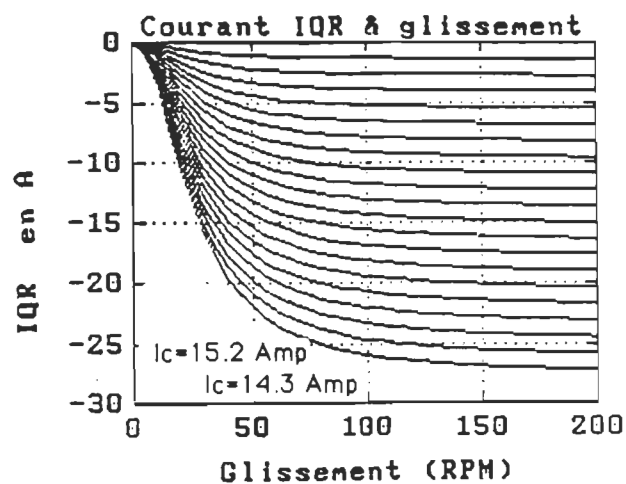


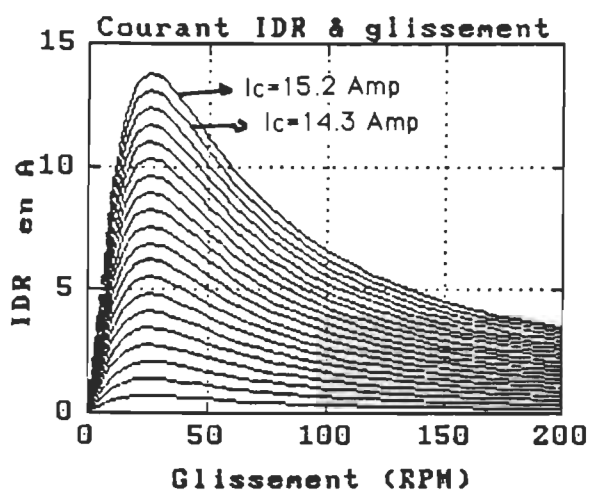
Figure 1.18. Caractéristiques statiques flux-glissement de la machine asynchrone alimentée en courant.



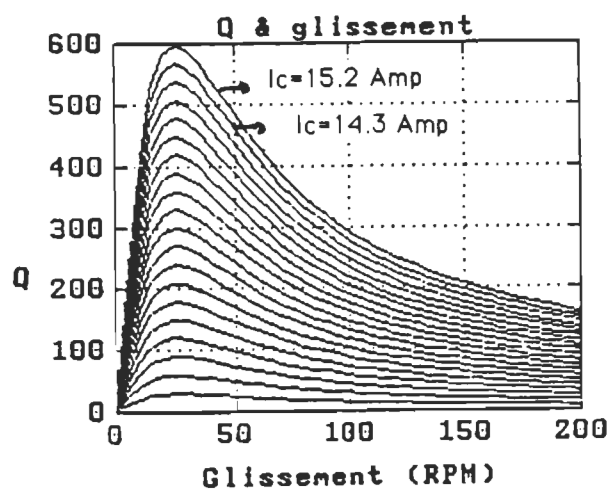
(a). Courant IQS



(b). Courant IQR

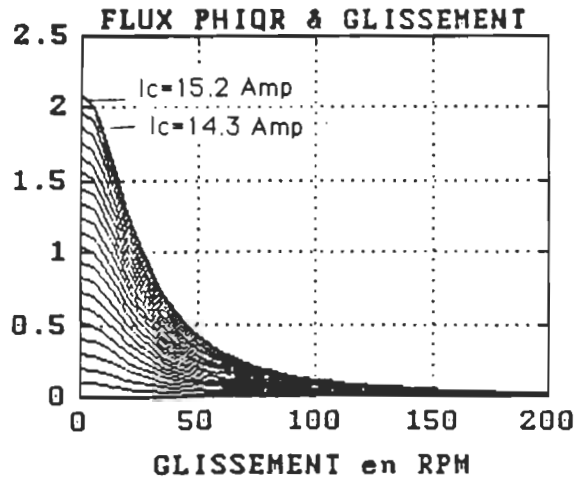


(c). Courant IDR

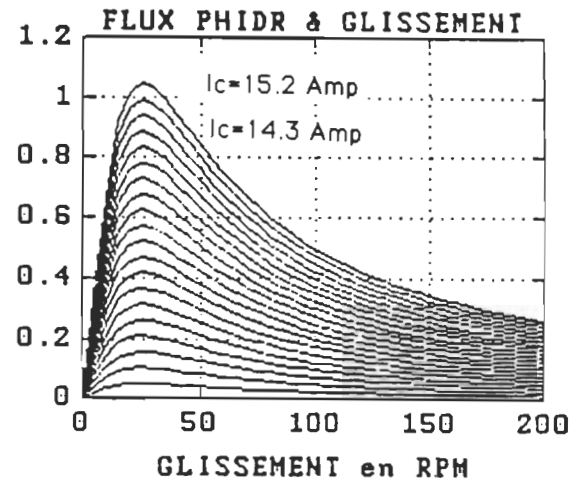


(d). Variable Q

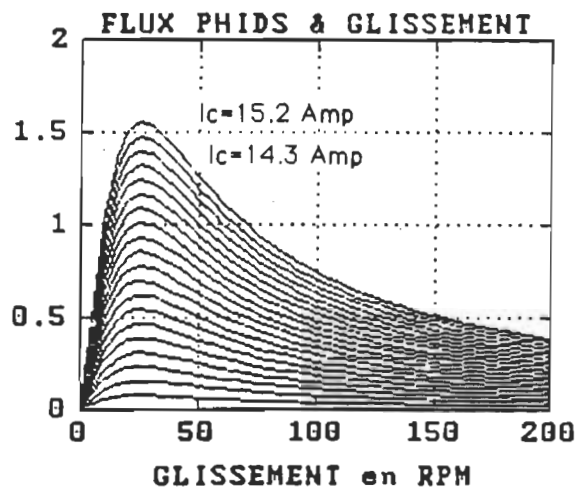
Figure 1.19. (a),(b),(c),(d). Evolution des variables d'état en régime permanent pour différents courants d'alimentation.



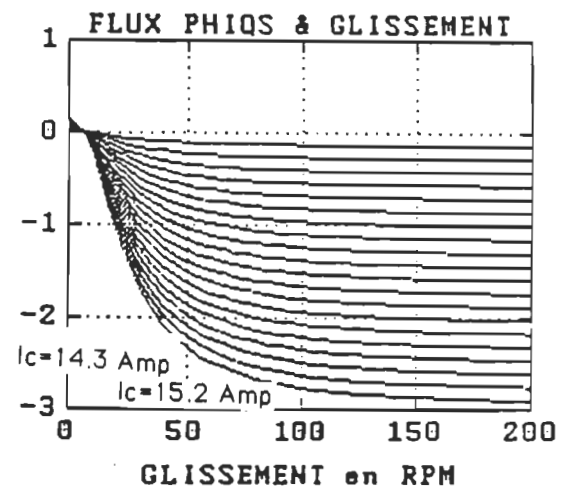
(a). Flux PHIQR



(b). Flux PHIDR



(c). Flux PHIDS



(d). Flux PHIQS

Figure 1.20. (a),(b),(c),(d). Evolution des composantes dq du flux pour différents courants d'alimentation.

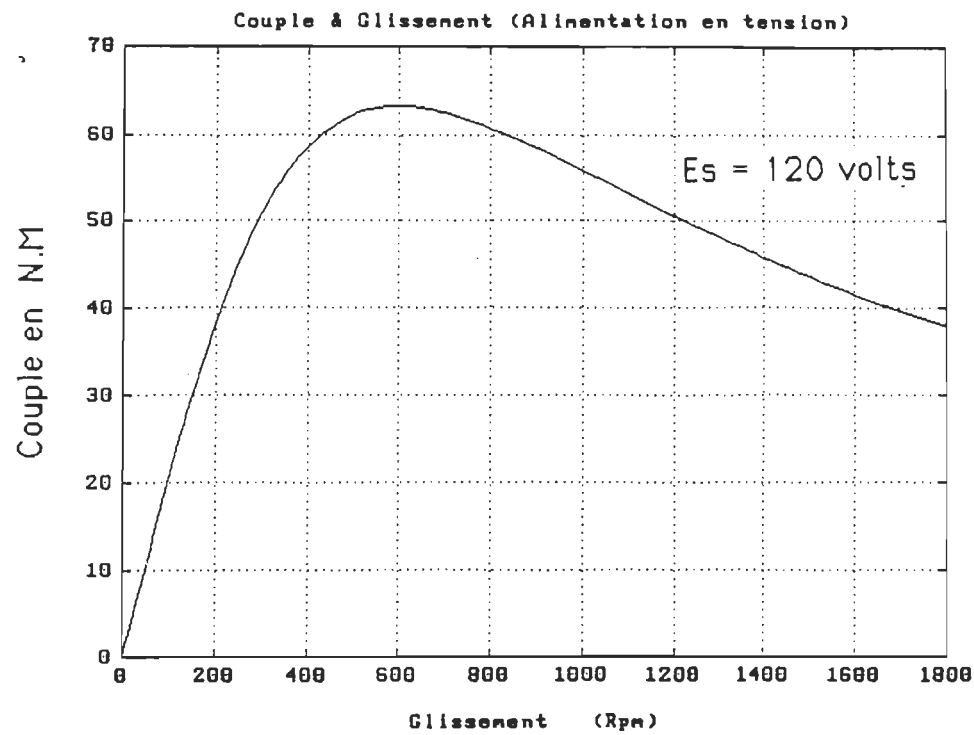


Figure 1.21. Caractéristique couple-glissement de la machine asynchrone alimentée en tension.

$$\Phi = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\Phi_{qs}^2 + \Phi_{ds}^2} \quad (1-73)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{qs} &= L_S I_{qs} + M I_{qr} \\ &= L_S I_{qs} - \frac{S^2 W_S^2 L_R M^2 I_{qs}}{R_R^2 + S^2 W_S^2 L_R^2} \end{aligned} \quad (1-74)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= M I_{dr} \\ &= \frac{S W_S R_R M^2 I_{qs}}{R_R^2 + S^2 W_S^2 L_R^2} \end{aligned} \quad (1-75)$$

donc

$$\Phi = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\left(L_S I_{qs} - \frac{S^2 W_s^2 L_R M^2 I_{qs}}{R_R^2 + S^2 W_s^2 L_R^2} \right)^2 + \left(\frac{S W_s R_R M^2 I_{qs}}{R_R^2 + S^2 W_s^2 L_R^2} \right)^2} \quad (1-76)$$

Les figures 1.17 à 1.20 montrent l'évolution des variables du système en régime permanent en fonction du courant et de la fréquence d'alimentation.

D'après la caractéristique couple-glissement, on remarque que l'alimentation en courant donne un pic assez prononcé à faible glissement et un couple relativement faible au démarrage, (figure 1.17). Contrairement à l'alimentation en tension qui permet d'avoir un couple maximal plus élevé avec un couple élevé au démarrage, (figure 1.21).

En ce qui concerne la caractéristique magnétique de la machine (caractéristique flux-glissement), on remarque que pour une alimentation en courant le flux dans l'entrefer est relativement faible à glissements élevés et excessif à des faibles glissements, (figure 1.18). Cependant l'alimentation en tension permet d'avoir un flux quasi constant sur toute la plage de glissement pour une tension et une fréquence d'alimentation données.

Une loi de commande sera développée dans la section(1-8), qui permettra de maintenir un flux constant et égal à la valeur nominale sur toute la plage de glissement.

1-6 LINEARISATION DU SYSTEME

Le système (Convertisseur-Machine) est un système fortement non linéaire. Afin d'étudier sa stabilité ainsi que son comportement

dynamique ,il faut le linéariser autour d'un point d'opération que l'on calcule à partir des équations en régime permanent.

1-6-1 Procédure mathématique

Soit le système d'équations différentielles non linéaires suivant

$$\underline{X}' = f(\underline{X}, \underline{U})$$

Avec

\underline{X} : vecteur formé par les variables d'état du système

\underline{X}' : vecteur formé par les dérivées des variables d'état du système

\underline{U} : vecteur formé par les variables d'entrée

Pour linéariser ce système autour du point d'opération $P_0=(\underline{X}_0, \underline{U}_0)$, on développe $f(\underline{X}, \underline{U})$ en série de Taylor autour de P_0 en négligeant les dérivées supérieures à la première.

$$f(\underline{X}, \underline{U}) = f(\underline{X}_0, \underline{U}_0) + \left. \frac{\partial f}{\partial \underline{X}}(\underline{X}, \underline{U}) \right|_{(\underline{X}=\underline{X}_0; \underline{U}=\underline{U}_0)} * (\underline{X} - \underline{X}_0) \quad (1-77)$$

Où

$$\underline{X} = \underline{X}_0 + \Delta \underline{X}$$

$$\underline{X}' = \underline{X}'_0 + \Delta \underline{X}'$$

$$\underline{U} = \underline{U}_0 + \Delta \underline{U}$$

Si le système est en équilibre au point d'opération P_0 on peut écrire

$$\underline{X}'_0 = f(\underline{X}_0, \underline{U}_0) = 0$$

Les équations d'état du système linéarisé deviennent

$$\Delta \underline{X}' = A \Delta \underline{X} + B \Delta \underline{U} \quad (1-78)$$

Avec:

$$\begin{aligned}
 & \frac{\partial}{\partial x_1}[f_1(\underline{X}, \underline{U})] \quad \frac{\partial}{\partial x_2}[f_1(\underline{X}, \underline{U})] \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial x_n}[f_1(\underline{X}, \underline{U})] \\
 & \frac{\partial}{\partial x_1}[f_2(\underline{X}, \underline{U})] \quad \frac{\partial}{\partial x_2}[f_2(\underline{X}, \underline{U})] \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial x_n}[f_2(\underline{X}, \underline{U})] \\
 [A] = & \begin{matrix} . & . & \dots & . \\ . & . & \dots & . \end{matrix} \\
 & \frac{\partial}{\partial x_1}[f_n(\underline{X}, \underline{U})] \quad \frac{\partial}{\partial x_2}[f_n(\underline{X}, \underline{U})] \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial x_n}[f_n(\underline{X}, \underline{U})] \quad (I-79) \\
 & | \underline{X} = \underline{X}_0; \underline{U} = \underline{U}_0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \frac{\partial}{\partial U_1}[f_1(\underline{X}, \underline{U})] \quad \frac{\partial}{\partial U_2}[f_1(\underline{X}, \underline{U})] \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial U_m}[f_1(\underline{X}, \underline{U})] \\
 & \frac{\partial}{\partial U_1}[f_2(\underline{X}, \underline{U})] \quad \frac{\partial}{\partial U_2}[f_2(\underline{X}, \underline{U})] \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial U_m}[f_2(\underline{X}, \underline{U})] \\
 [B] = & \begin{matrix} . & . & \dots & . \\ . & . & \dots & . \end{matrix} \\
 & \frac{\partial}{\partial U_1}[f_n(\underline{X}, \underline{U})] \quad \frac{\partial}{\partial U_2}[f_n(\underline{X}, \underline{U})] \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial U_m}[f_n(\underline{X}, \underline{U})] \quad (I-80) \\
 & | \underline{X} = \underline{X}_0; \underline{U} = \underline{U}_0
 \end{aligned}$$

I-6-2 Equations d'état linéarisées

Les équations d'état du système non linéaire sont les suivantes

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L} [& K_{ic} \tau_c L_R i_C + L_R Q - L_R R_s' i_{qs} \\
 & + M R_R i_{qr} - L_R M \omega_r i_{dr}]
 \end{aligned} \quad (I-81)$$

$$\frac{dQ}{dt} = K_{ic} i_C - K_{ic} i_{qs} \quad (I-82)$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{Ll} [-K_{ic} \tau_c M l_c - M Q - M R_{s'} i_{qs} - R_R (L_S + L_{d'}) i_{qr} + M^2 \omega_s i_{dr}] \quad (I-83)$$

$$\frac{di_{dr}}{dt} = \frac{\omega_s l M}{L_R} i_{qs} + \omega_s l i_{qr} - \frac{R_R}{L_R} i_{dr} \quad (I-84)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2 M}{J} i_{qs} i_{dr} - \frac{D}{J} \omega_r - \frac{2}{J} T_{mec} \quad (I-85)$$

Avec:

$$Ll = L_R (L_S + L_{d'}) - M^2 \quad ; \quad R_{s'} = R_S + R_{d'} + X_{co'} + K_{ic} \tau_c$$

Si on pose comme vecteur d'état(X) et vecteur d'entrée(U)

$$X = \begin{bmatrix} \Delta i_{qs} \\ \Delta i_{qr} \\ \Delta i_{dr} \\ \Delta Q \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} \Delta l_c \\ \Delta \omega_s \\ \Delta T_{mec} \end{bmatrix} \quad ; \quad X_0 = \begin{bmatrix} i_{qso} \\ i_{qro} \\ i_{dro} \\ Q_0 \\ \omega_{r0} \end{bmatrix} \quad U_0 = \begin{bmatrix} l_{c0} \\ \omega_{s0} \\ T_{mec0} \end{bmatrix}$$

En appliquant la procédure de linéarisation aux équations du système (convertisseur-machine), on obtient.

$$\dot{X} = p X = A X + B U \quad (I-86)$$

Avec:

$$[A] = \begin{bmatrix} -L_R R_s'/Ll & M R_R/Ll & -ML_R W r_o/Ll & L_R/Ll & -ML_R l_{dro}/L \\ MR_s'/Ll & -(L_s + L_d')R_R/Ll & [L_R(L_s + L_d')W r_o - W s o l l]/Ll & -M/Ll & [L_R(L_s + L_d')* l_{dro}]/Ll \\ MW s l_o/L_R & W s l & R_R/L_R & 0 & -[M l_{qso} + L_R l_{qro}]/L_R \\ -K_{ic} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4M l_{dro}/J & 0 & 4M l_{qso}/J & 0 & -D/J \end{bmatrix} \quad (I-87)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} K_{ic} \tau_c L_R/Ll & 0 & 0 \\ -K_{ic} \tau_c M/Ll & -l_{dro} & 0 \\ 0 & [M l_{qso} + L_R l_{qro}]/L_R & 0 \\ K_{ic} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -P/J \end{bmatrix} \quad (I-88)$$

Ainsi ,on obtient un modèle linéaire autour du point d'opération $P_o=(X_o , U_o)$

I-7 ETUDE DE LA STABILITE

I-7-1 Commande indépendante du courant et de la fréquence

Ce modèle est celui de la configuration montrée à la figure 1.22, où le courant est commandé indépendamment de la fréquence statorique. Avec cette configuration, on ne commande ni le glissement

ni le flux dans la machine.

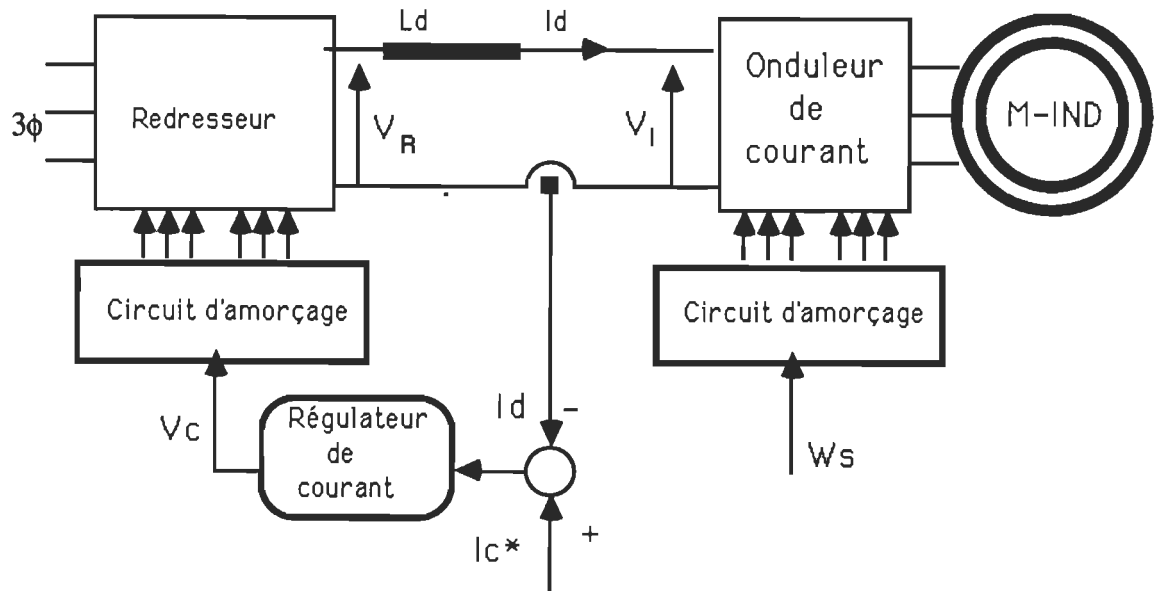


Figure 1.22. Commande indépendante du courant et de la fréquence statorique

L'étude de la stabilité du système se fera à partir de la fonction de transfert $H(S)=W_r/W_s$. Etant donné que le système est linéarisé autour d'un point d'opération P_o , l'étude de la stabilité se fera autour de ce même point.

On considère les points d'opération localisés sur la partie ascendante (points: B, E) et descendante (point: A, C, D, F) [1], figure 1.23. En calculant la fonction de transfert $H(s)$ pour chacun des points d'opération, on remarque bien que le système est stable aux points d'opération localisés sur la partie descendante et instable aux points situés sur la partie ascendante de la caractéristique

couple-glissement, voir Tableau (I), Annexe I.

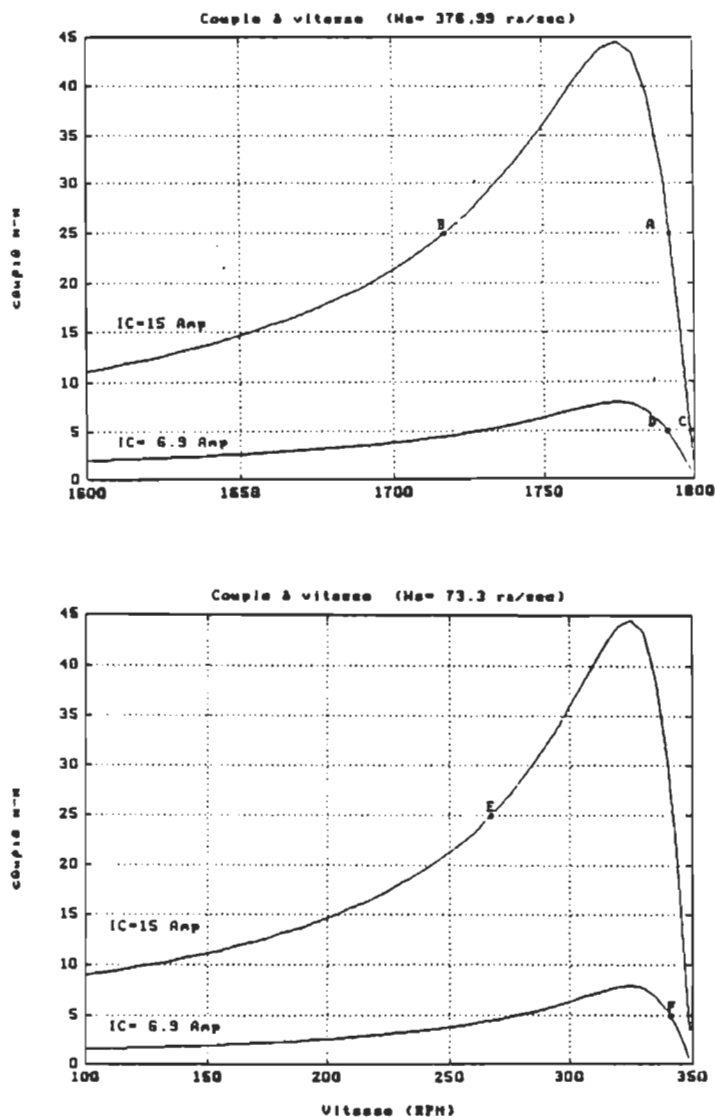


Figure 1.23. Points d'opération (A, B, C, D, E, F)

Pour stabiliser le système autour de tous les points d'opération, autant ceux localisés dans la partie descendante qu'ascendante de la

caractéristique couple -glissement, il faut, en plus de réguler le courant de lissage I_d , contrôler la pulsation des courants à la sortie de l'onduleur de manière à ce que la pulsation des courants rotoriques demeure constante à une valeur de consigne.

1-7-2 Commande indépendante du courant et du glissement

On réalise la commande du glissement en effectuant tout simplement un retour tachymétrique et en ajoutant la valeur de la vitesse à celle du glissement ($W_s = W_{sl} + W_r$) [1], (figure 1.24).

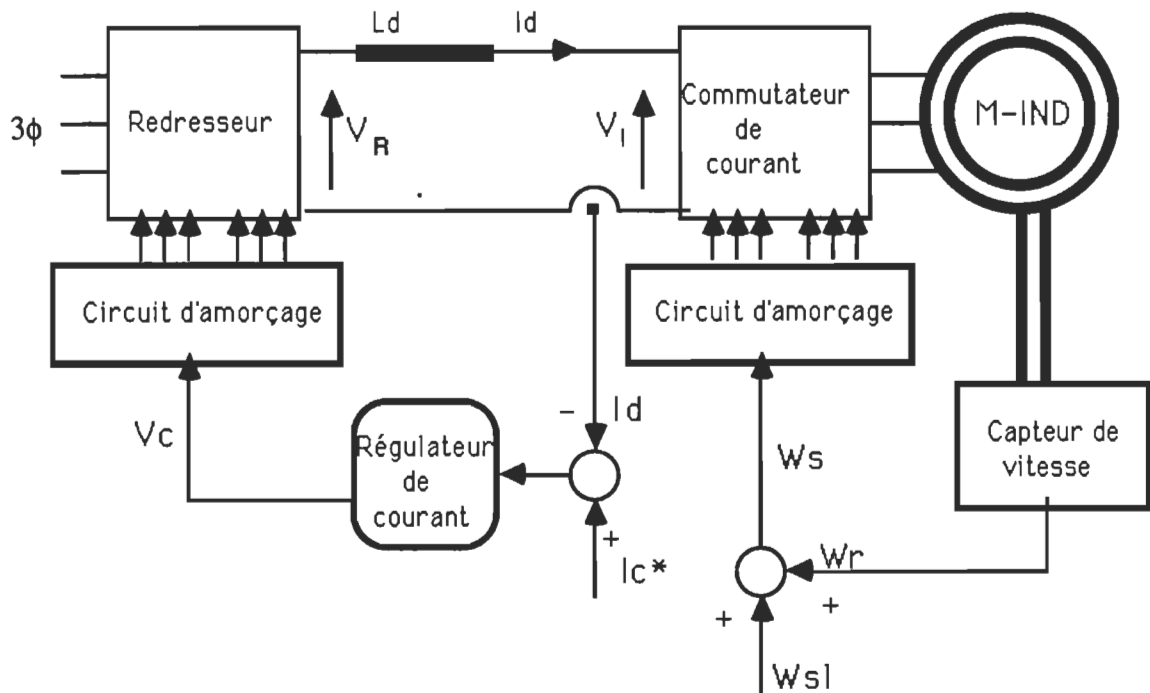


Figure 1.24. Commande indépendante du courant et du glissement

En remplaçant W_s par $W_{sl} + W_r$ dans le vecteur d'entrée on obtient

$$[U] = \begin{bmatrix} I_c \\ W_{sl} + W_r \\ T_{mec} \end{bmatrix}$$

$$[B][\underline{U}] = \begin{bmatrix} K_{ic} \tau_c L_R I_c / L_I & 0 & 0 \\ -K_{ic} \tau_c M I_c / L_I & -I_{dro}(W_{sl} + W_r) & 0 \\ 0 & (W_{sl} + W_r)[M I_{qso} + L_R I_{qro}] / L_R & 0 \\ K_{ic} I_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -P T_{mec} / J \end{bmatrix} \quad (I-89)$$

Si on pose

$$[U'] = \begin{bmatrix} I_c \\ W_{SL} \\ T_{mec} \end{bmatrix} \quad (I-90)$$

On obtient

$$[B][\underline{U}] = [B][U'] + \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_{dro} W_r & 0 \\ 0 & W_r[M I_{qso} + L_R I_{qro}] / L_R & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (I-91)$$

Certains termes de cette équation sont exprimés en fonction de la vitesse angulaire de la machine qui est une variable d'état, donc en introduisant ces termes dans la matrice A on obtient.

$$[X'] = [A'] [X] + [B] [U'] \quad (I-92)$$

Avec:

[A'] =

$$\begin{bmatrix} -L_R R_S'/L_I & M R_R/L_I & -M L_R \omega_{r0}/L_I & L_R/L_I & -M L_R i_{dr0}/L_I \\ M R_S'/L_I & -(L_S + L_d') R_R/L_I & [L_R (L_S + L_d') \omega_{r0} & -M/L_I & [L_R (L_S + L_d') * \\ & & -\omega_{s0} L_I]/L_I & & i_{dro}/L_I - i_{dro} \\ M \omega_{s0}/L_R & \omega_{s0} & R_R/L_R & 0 & 0 \\ -K_{ic} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p^2 M i_{dro}/J & 0 & p^2 M i_{qso}/J & 0 & -D/J \end{bmatrix} \quad (I-93)$$

Le tableau (II), (Annexel), montre bien qu'en ajoutant un retour tachymétrique de la vitesse on stabilise le système autant aux points situés dans la partie descendante qu'ascendante de la caractéristique couple-glissement.

D'après la caractéristique Flux-Glissement en régime permanent, (figure 1.18) , on remarque qu'il faut éviter de faire fonctionner le moteur sous des courants élevés (charges élevées) pour des faibles glissements . Cela à cause du flux excessif créé dans ces conditions de fonctionnement. Un faible glissement correspondant à la partie ascendante de la caractéristique couple -glissement . On peut, par contre opérer dans cette région en réduisant le courant statorique de façon à ne pas dépasser le flux nominal. Cependant en réduisant le courant on réduit considérablement le couple développé. Donc, on ne peut pas adopter cette structure de commande comme solution.

Il faut développer une loi de commande permettant de maintenir le

flux constant sans avoir à réduire le couple.

1-8 COMMANDE DU FLUX

1-8-1 Commande à flux constant

On sait que le flux d'entrefer est proportionnel au courant de magnétisation.

$$\Phi = N_S \Phi_{RS} = (\sqrt{2}) a M I_{mag} = (\sqrt{2}) E / W_S \quad (1-94)$$

Par conséquent, si l'on maintient constant le courant de magnétisation, le flux d'entrefer le sera également.

Le courant de magnétisation se déduit facilement à partir du circuit équivalent monophasé, (figure 1.1) si on néglige la résistance équivalente aux pertes fer.

$$I_{mag} = I_S \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{S W_S L_{fR}}{R_R} \right]^2}{1 + \left[\frac{S W_S L_R}{R_R} \right]^2}} \quad (1-95)$$

Par conséquent, si on désire maintenir constant le courant de magnétisation (flux d'entrefer constant) en fonction du glissement , il s'agit d'alimenter le moteur par un courant donné par

$$I_S = I_{mag} \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{W_S L_R}{R_R} \right]^2}{1 + \left[\frac{W_S L_{fR}}{R_R} \right]^2}}$$

(I-95)

On déduit les courants I_d , I_{qs}

$$I_d = \frac{\sqrt{2}\pi}{2\sqrt{3}} I_{mag} \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{Wsl \ L_R}{R_R} \right]^2}{1 + \left[\frac{Wsl \ L_{fR}}{R_R} \right]^2}}$$

(I-96)

$$I_{qs} = \sqrt{3} I_{mag} \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{Wsl \ L_R}{R_R} \right]^2}{1 + \left[\frac{Wsl \ L_{fR}}{R_R} \right]^2}}$$

(I-97)

Si on fait une approximation en considérant que le flux d'entrefer nominal est celui correspondant à $Wsl = 0$ lorsque le moteur est alimenté à fréquence et tension nominales, on a

$$I_{mag(nom)} = \frac{V_{(nom)}}{\sqrt{R_S^2 + Ws_{(nom)}^2 L_S^2}}$$

(I-98)

$$\Phi_{(nom)} = (\sqrt{2}) a M I_{mag(nom)}$$

(I-99)

Donc pour maintenir le flux d'entrefer constant , il s'agit d'assurer une certaine relation entre le courant d'alimentation et le glissement. Cette relation peut se traduire par la loi de commande (courant -glissement) suivante.

$I_c = I_d$: En régime permanent

d'où

$$I_c = \frac{\sqrt{2}\pi}{2\sqrt{3}} I_{\text{mag(nom)}} \sqrt{\frac{1 + \left[\frac{L_R}{R_R}\right]^2 \omega_s^2}{1 + \left[\frac{L_{fR}}{R_R}\right]^2 \omega_s^2}}$$

(I-100)

Cette fonction représente une parabole, (figure 1.25). On remarque qu'au voisinage du courant nominal on peut approximer cette fonction par une droite passant par l'origine .

$$I_c = K_{S1} \omega_s \quad (I-101)$$

Si l'on fonctionne à flux constant, il est préférable d'exprimer le couple électromagnétique en fonction du courant de magnétisation et de la pulsation des courant rotoriques:

$$T_{em} = \frac{P M^2 S \omega_s R_R}{R_R^2 + S^2 \omega_s^2 L_R^2} I_{qs}^2 \quad (I-102)$$

$$T_{em} = \frac{3 P M^2 \omega_s R_R}{R_R^2 + \omega_s^2 L_{fR}^2} I_{\text{mag(nom)}}^2 \quad (I-103)$$

Pour de faibles glissements, si $(\omega_s)^2 (L_{fR})^2 \ll R_R^2$ on a :

$$T_{em} \approx \left[\frac{3 P M^2 I_{\text{mag(nom)}}^2}{R_R} \right] \omega_s$$

(I-104)

La figure 1-26 montre l'évolution du couple en fonction du glissement.

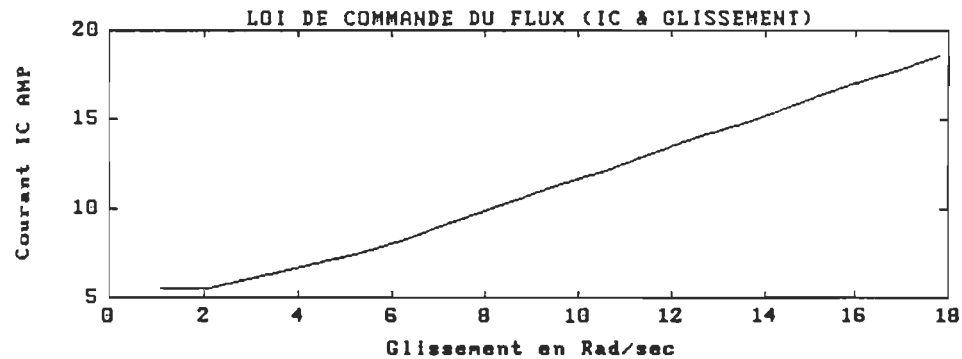


Figure 1.25. caractéristique courant-glissement pour une commande à flux constant.

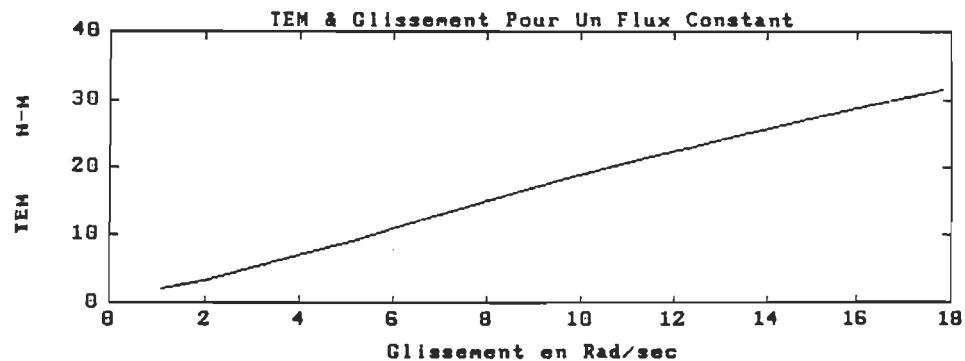


Figure 1.26. Caractéristique couple-glissement pour une commande à flux constant.

Les équations d'état de l'entraînement à flux d'entrefer constant s'obtiennent à partir du système d'équations (1-92) en remplaçant I_C par $K_{\phi} \omega_s$

On aboutit au système montré à la figure 1.27 .

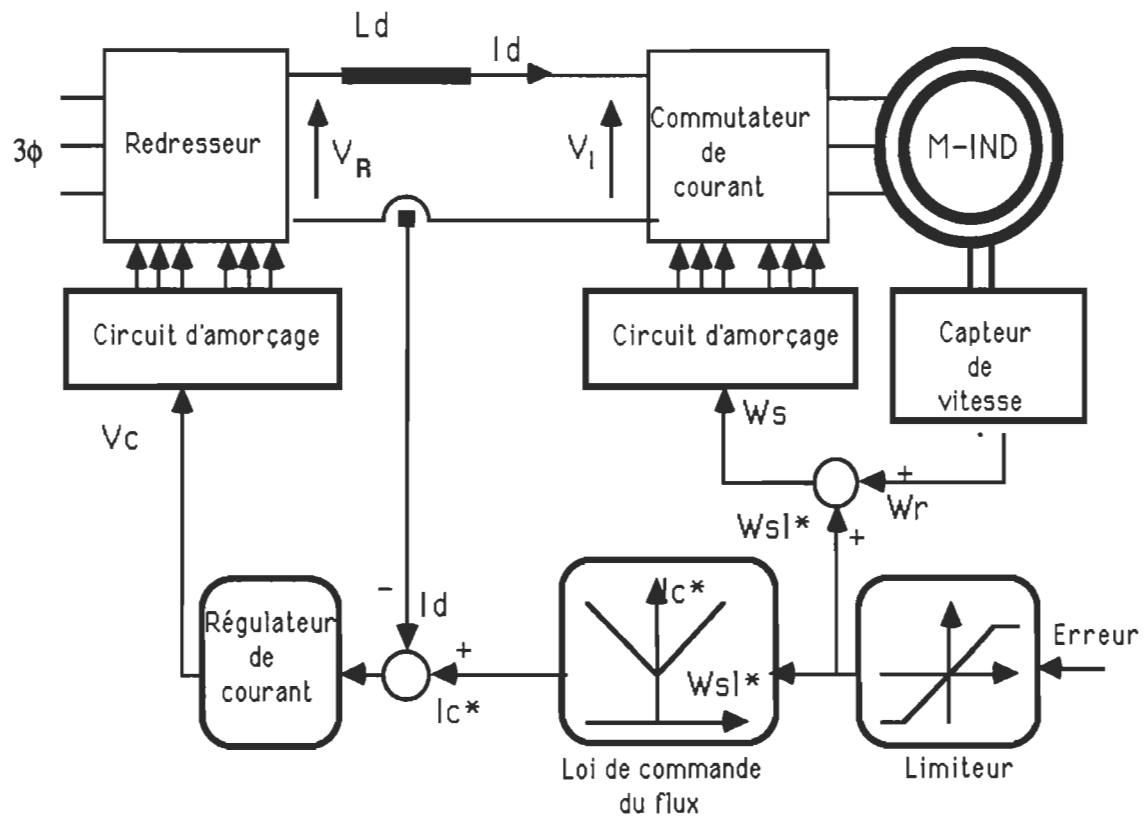


Figure 1.27. Commande à flux constant de la machine asynchrone alimentée en courant

$$[U'] = \begin{bmatrix} K_{sl} W_{sl} \\ W_{sl} \\ T_{mec} \end{bmatrix}$$

(I-105)

$$[B][U'] = \begin{bmatrix} (K_{sl} W_{sl} K_{ic} \tau_c L_R)/L_I \\ -(K_{sl} W_{sl} K_{ic} \tau_c M)/L_I - I_{dro} W_{sl} \\ W_{sl}(M I_{qso} + L_R I_{qro})/L_R \\ K_{sl} W_{sl} K_{ic} \\ -P/J \end{bmatrix}$$

(I-106)

posons

$$[U''] = \begin{bmatrix} W_{sl} \\ T_{mec} \end{bmatrix} \quad (I-107)$$

On obtient

$$[B] [U'] = [B'] [U''] \quad (I-108)$$

Avec

$$[B'] = \begin{bmatrix} (K_{sl} K_{ic} \tau_c L_R)/L_I & 0 \\ -(K_{sl} K_{ic} \tau_c M)/L_I - I_{dro} & 0 \\ (M I_{qso} + L_R I_{qro})/L_R & 0 \\ K_{sl} K_{ic} & 0 \\ 0 & -P/J \end{bmatrix} \quad (I-109)$$

La matrice $[A]$ reste inchangée, d'où

$$[X'] = A [X] + [B'] [U''] \quad (I-110)$$

En calculant la fonction de transfert (W_r/W_{sl}), (tableau III Annexe I), on remarque que le système est stable autour de tous les points d'opération.

La commande à flux constant, égal à la valeur nominale, permet de développer le couple suffisant pour toute la plage de fréquences d'alimentation. Cependant pour des faibles charges cette méthode présente certaines limitations. En effet, étant donné que le flux est maintenu à sa valeur nominale, à faibles charges, ce dernier est plus élevé que nécessaire pour un certain couple requis.

De plus les pertes fer sont élevées, ce qui résulte en une dégradation du rendement. Dans ces conditions de fonctionnement, la

réduction du flux est nécessaire pour améliorer le rendement. Il est donc souhaitable de développer une loi de commande afin d'optimiser le rendement [5].

1-8-2 Commande optimale du flux

On considère le circuit équivalent monophasé de la machine (figure 1.1).

$$I_r = \frac{E_s}{\sqrt{\left(\frac{R_R}{S}\right)^2 + X_{fR}^2}}$$

Posons $G_0 = 1/R_{fer}$; $B_0 = 1/(jX_{fR})$

$$I_s = E_s \sqrt{\frac{\left[G_0\left(\frac{R_R}{S}\right) + B_0 X_{fR} + 1\right]^2 + \left[G_0 X_{fR} - B_0 \frac{R_R}{S}\right]^2}{\left(\frac{R_R}{S}\right)^2 + X_{fR}^2}}$$

On déduit le couple électromagnétique

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{W_m} = \frac{3 P R_R I_r^2}{S W_s}$$

$S = f_r / f_s$ f_r : fréquence des courants rotoriques.

$$T_{em} = \frac{3 P}{2 \pi} \left[\frac{E_s}{f_s} \right]^2 \left[\frac{R_R f_r}{R_R^2 + (2 \pi f_r L_{fR})^2} \right] \quad (1-112)$$

Or, on a

$$E_s = K \Phi f_s \quad ; \quad K = 4,44 K_w N_s$$

$$T_{em} = \frac{3P}{2\pi} [K \Phi]^2 \left[\frac{R_R f_r}{R_R^2 + (2\pi f_r L_{fR})^2} \right]$$

Posons

$$K' = (3K^2 P)/(2\pi)$$

$$T_{em} = K' \Phi^2 \left[\frac{R_R f_r}{R_R^2 + (2\pi f_r L_{fR})^2} \right] \quad (I-113)$$

Le couple électromagnétique est une fonction du flux et de la fréquence rotorique.

D'après la figure 1.28, on remarque que pour un couple donné (T_o) correspondent plusieurs combinaisons de flux et de fréquences rotoriques [5].

Si l'on suppose que la vitesse du moteur est constante, la puissance électromagnétique devient proportionnelle au couple. Dans ces conditions on déduit l'expression du glissement f_r (exprimé en Hz) .

$$f_r = \frac{1}{2} \left[A1 - \sqrt{A1^2 - 4B1} \right] \quad (I-114)$$

Avec:

$$A1 = \frac{K' R_R \Phi^2}{T_o (2\pi L_{fR})^2} ; \quad B1 = \frac{R_R^2}{(2\pi L_{fR})^2}$$

Afin d'obtenir de meilleures performances , on doit tenir compte de toutes les pertes existantes dans la machine (pertes cuivres , pertes fer) lors du développement de la loi de commande.

La somme des pertes dans la machine est $P_{(T)}$.

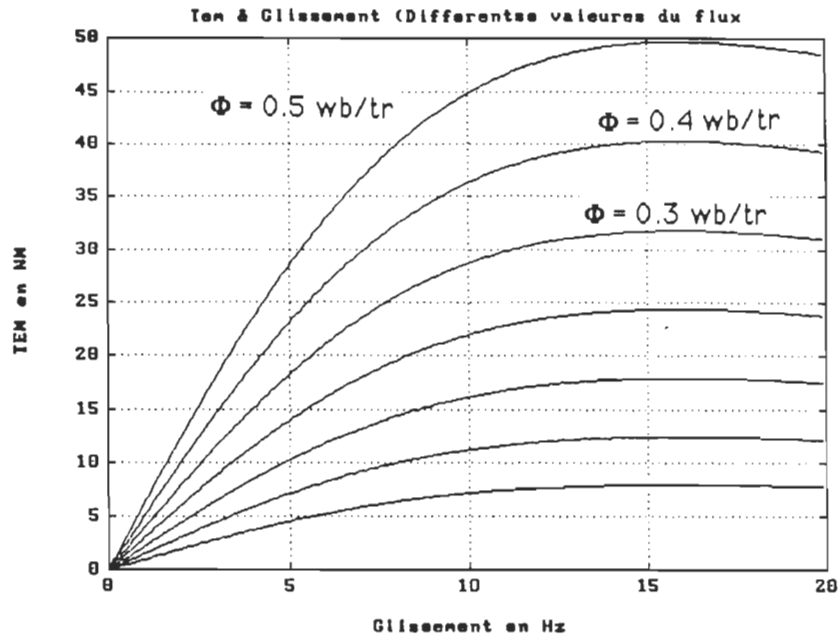


Figure 1.28. Caractéristique couple-glissement pour différentes valeurs du flux.

$$P_{(T)} = 3 [I_r^2 R_R + I_s^2 R_S + E_s^2 G_0] \quad (I-115)$$

$$P_{(C,S)} = 3 [I_s^2 R_S] \quad : \text{pertes cuivre au stator}$$

$$P_{(C,R)} = 3 [I_r^2 R_R] \quad : \text{pertes cuivre au rotor}$$

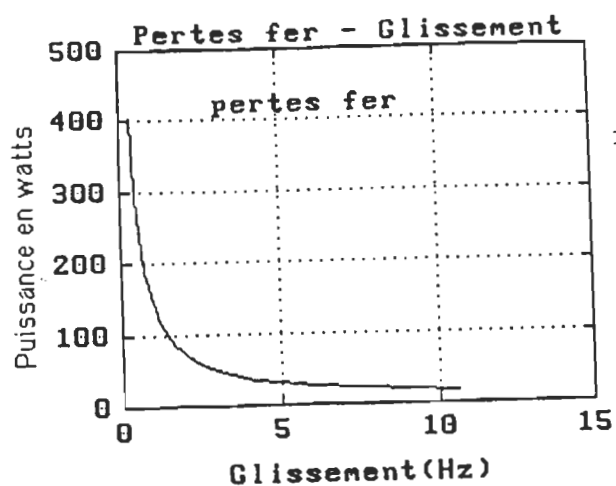
$$P_{(f,S)} = K_h f_s \Phi^2 + K_e f_s^2 \Phi^2 \quad : \text{pertes fer statoriques}$$

$$P_{(f,R)} = K_h f_r \Phi^2 + K_e f_r^2 \Phi^2 \quad : \text{pertes fer rotoriques}$$

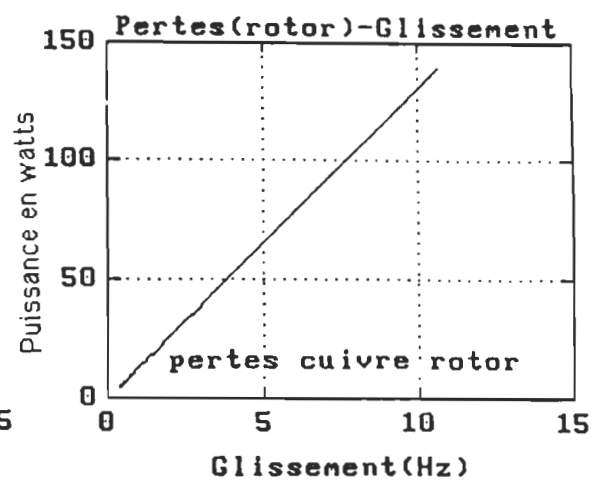
$$P_{(f)} = P_{(f,S)} + P_{(f,R)} = E_s^2 G_0$$

$$G_0 = \frac{1}{K^2} \left[K_h \frac{(1+S)}{S} + K_e (1+S^2) \right] \quad (I-116)$$

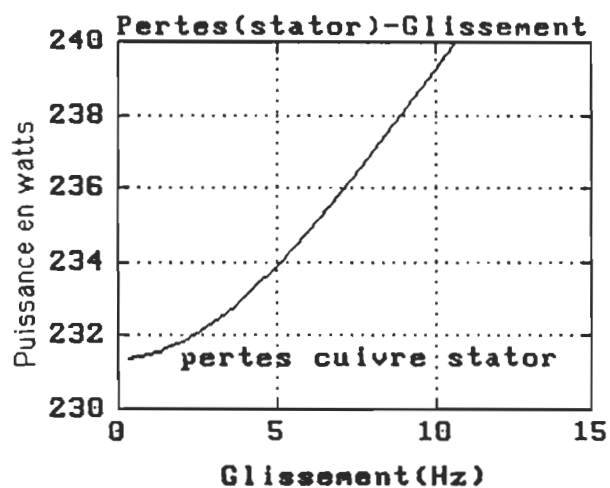
Ainsi, on peut évaluer les pertes pour chacune des combinaisons Flux-Glissement ($T_{em} = T_o$; Vitesse = constante). La figure 1.29



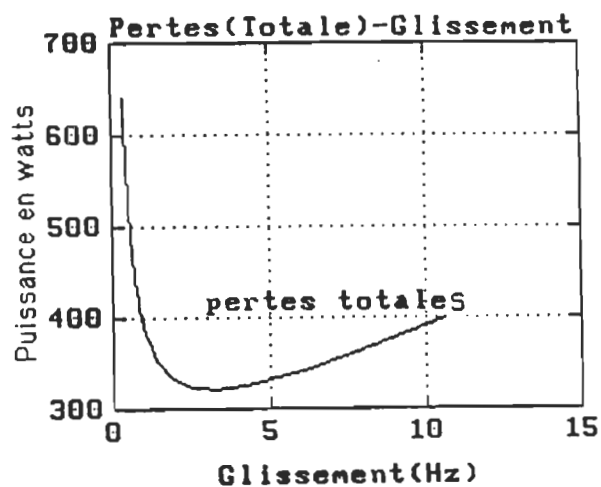
(a). Pertes fer



(b). Pertes cuivre au rotor



(c). Pertes cuivre au stator



(d). Pertes totales

Figure 1.29. (a),(b),(c),(d). Evolution des pertes dans la machine en fonction du glissement.

montre l'évolution des pertes en fonction du glissement (c-a-d du flux). La figure 1.29.d montre l'évolution de la puissance totale dissipée dans la machine en fonction du glissement. On remarque que la puissance dissipée est minimale pour une certaine valeur du glissement. Ce point correspond à un rendement optimal.

A partir de cette constatation on a développé un algorithme permettant d'obtenir une relation courant- glissement pour un fonctionnement à rendement optimal [3].

La figure 1.30 montre la relation courant-glissement. On remarque que pour une certaine plage de courant (charges), le glissement est maintenu constant et égal à une valeur optimale. D'où, on déduit le schéma fonctionnel pour une commande optimale du flux, figure 1.31.

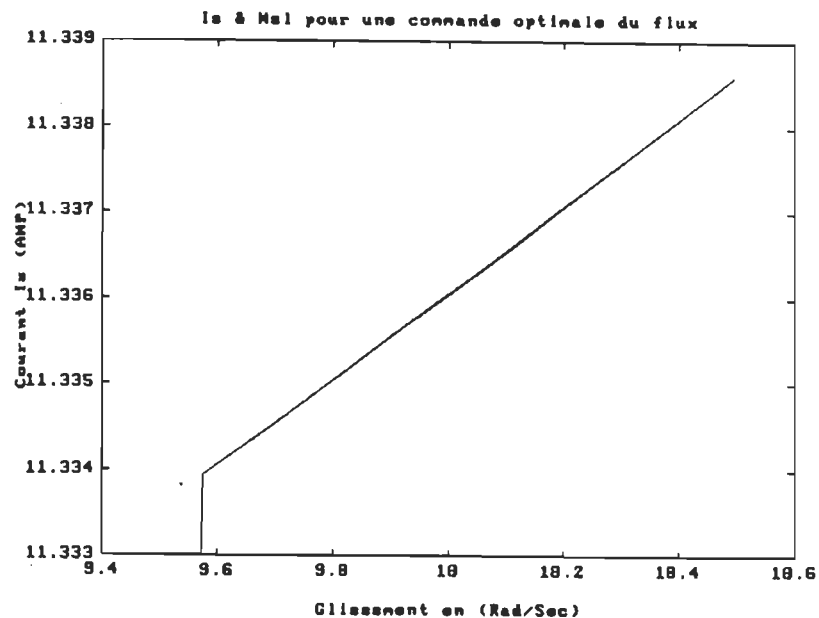


Figure 1.30. Relation courant-glissement pour une Commande optimale du flux.

Il faut remarquer que ce schémas fonctionnel correspond à un fonctionnement à vitesse constante. Etant donné que la valeur du glissement optimal varie avec la vitesse de rotation du moteur, pour réaliser une commande optimale du flux sur toute la plage de vitesse il faudra utiliser un système à microprocesseur à l'aide duquel le paramètre de la commande optimale (W_{sl0}) varie en fonction de la vitesse [3].

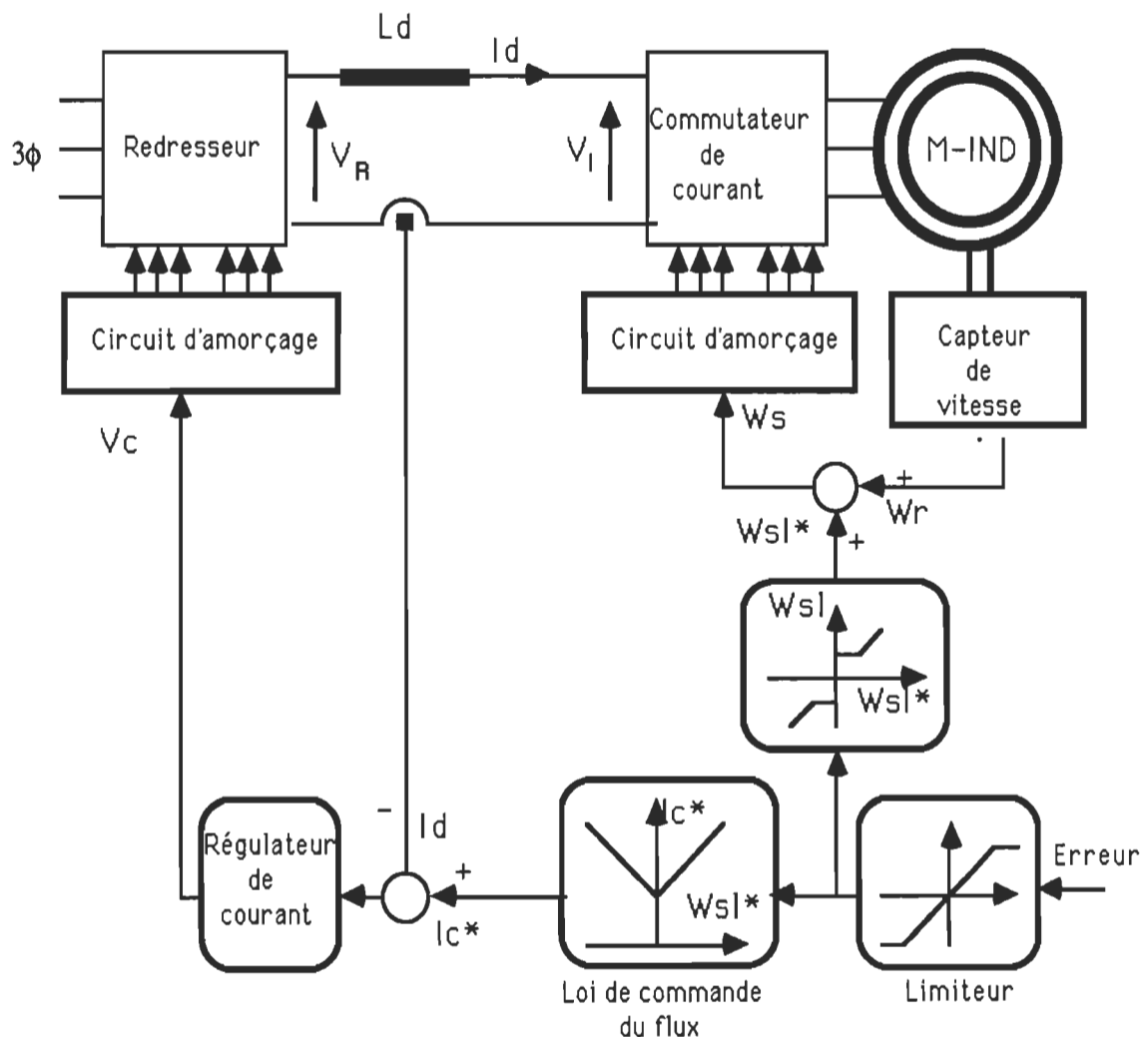


Figure 1.31. Commande optimale du flux

Le schéma complet du système avec une boucle de retour de la vitesse est montré à la figure 1.32.

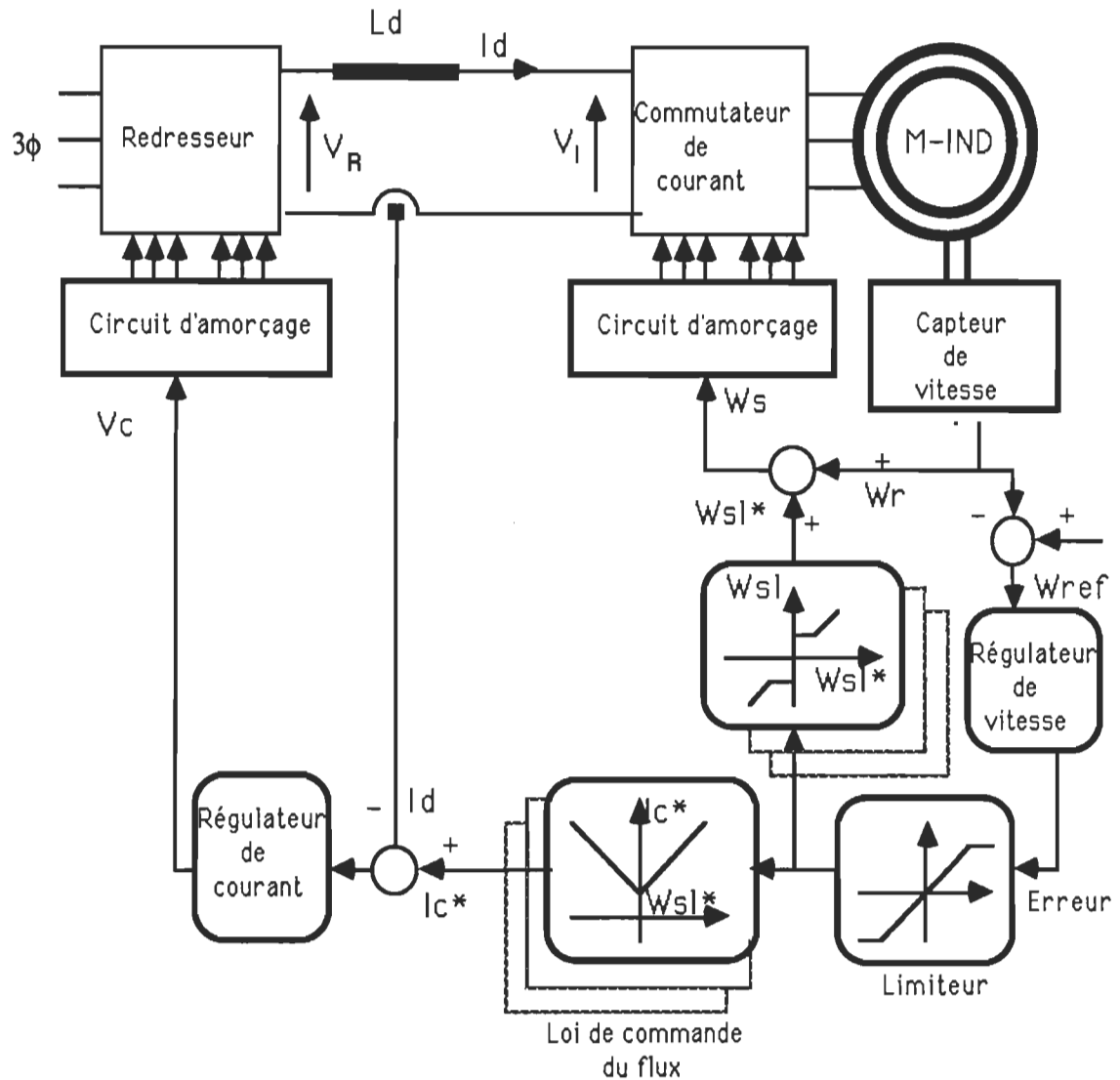


Figure 1.32. Commande de vitesse avec commande optimale du flux

I-9 CONCLUSION

Le développement d'un modèle du système constitué par l'ensemble Convertisseur-Machine nous a permis d'étudier ses

caractéristiques statiques et dynamiques. De plus, nous avons étudié le comportement du flux dans la machine sur toute la plage du glissement. D'après les résultats de simulation, nous avons montré la nécessité de commander le flux. De ce fait, nous avons développé une loi de commande qui permet de maintenir le flux constant dans la machine sur toute la plage du glissement.

Pour améliorer le rendement du moteur lors de l'entraînement des faibles charges, nous avons analysé une loi de commande de flux dite optimale.

Ce travail constitue une étape préliminaire qui nous permettra d'analyser différentes structures de commande de la vitesse.

CHAPITRE II

COMMANDE DE VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

ALIMENTE EN COURANT

II-1 INTRODUCTION

Il existe plusieurs méthodes pour la formulation de la commande de vitesse d'une machine asynchrone. La complexité d'une méthode particulière et la performance exigée doivent être déterminées par la nature de l'application.

Un système de commande est caractérisé par la hiérarchie des boucles de commande. La commande extérieure génère la consigne pour la boucle interne suivante qui, à son tour, génère la consigne de la boucle interne suivante et ainsi de suite. Les boucles sont conçues de telle sorte que les boucles les plus intérieures soient les plus rapides. L'objectif principal de la commande est l'établissement d'une bonne réponse en régime transitoire, d'une erreur nulle en régime permanent, tout en ayant des variables de commande dans les limites désirées. La commande de vitesse du moteur asynchrone est caractérisée par un régime dynamique extrêmement complexe.

Ce sujet a fait l'objet de plusieurs recherches. La complexité est due à l'ordre élevé, la non-linéarité et à la nature discrète du système machine-convertisseur.

Pour ces raisons, quand une stratégie de commande est développée il est d'usage de faire la simulation du système de

commande et d'étudier en détail la performance avant de procéder à la réalisation pratique de cette commande.

Afin de faciliter l'étude de la dynamique du système, on a modélisé le système machine-convertisseur en se référant à deux systèmes d'axes de Park tournant en synchronisme (Chapitre I).

L'avantage de ce modèle réside dans le fait que les variables, variant dans le temps, sont transformées, en régime permanent, en des variables continues.

Nous aborderons l'étude en présentant un aperçu de différentes structures de commande existantes. A savoir, la commande vectorielle au champ orienté, la commande adaptative , la commande proportionnelle et intégrale et la commande par retour d'état.

La commande PI ainsi que la commande par retour d'état optimale au sens d'un critère quadratique feront l'objet d'une étude détaillée. Le principe, la méthode de simulation et les résultats obtenus seront analysés, ce qui nous permettra de faire une comparaison entre ces deux structures de commande.

II-2 APERÇU SUR DIFFERENTES STRUCTURES DE COMMANDES

Plusieurs structures de commande de vitesse appliquées à la machine asynchrone ont été abordées dans plusieurs ouvrages. Il existe des structures de commande des plus simples aux plus complexes tant au niveau théorique que pratique. On distingue des lois de commandes telle que:

- La commande vectorielle au champ orienté.
- La commande adaptative.

- La commande proportionnelle et intégrale (PI).
- La commande par retour d'état.

II-2-1 Commande vectorielle au champ orienté

La loi de commande vectorielle au champ orienté consiste à appliquer à la machine asynchrone un vecteur consigne de telle sorte que le flux rotorique qui en résulte s'oriente suivant la direction de l'axe direct d'un référentiel tournant à la vitesse de synchronisme.

En orientant le flux rotorique suivant cette direction privilégiée, le couple devient proportionnel à la composante transverse du courant statorique alors que la composante directe de celui-ci sert à contrôler le flux rotorique. Cette loi de commande permet un découplage, et par conséquent, une influence indépendante des excitations du flux et du couple qui sont naturellement en interaction complexe. En appliquant cette loi de commande la structure de l'entraînement de la machine asynchrone devient semblable à celle de

l'entraînement d'une machine à courant continu à excitation séparée.

La machine asynchrone peut alors être bien régulée. De plus, pour une même puissance étant donné que le moment d'inertie d'une machine asynchrone est plus faible que celui d'une machine à courant continu ou une machine synchrone, il est possible de pouvoir l'entraîner d'une manière plus performante que ces dernières.

Cependant, l'implantation pratique de cette structure de commande est très difficile car souvent des schémas de commande très complexes sont employés.

Un schéma de commande complet a été proposé et une analyse

théorique ainsi qu'expérimentale ont été proposées dans [11]. Ce schéma est montré à la figure 2.1. La transformation des coordonnées en temps réel, l'estimation du glissement et de la position du flux rotorique constituent des étapes importantes à considérer lors de l'implantation de la loi de commande vectorielle.

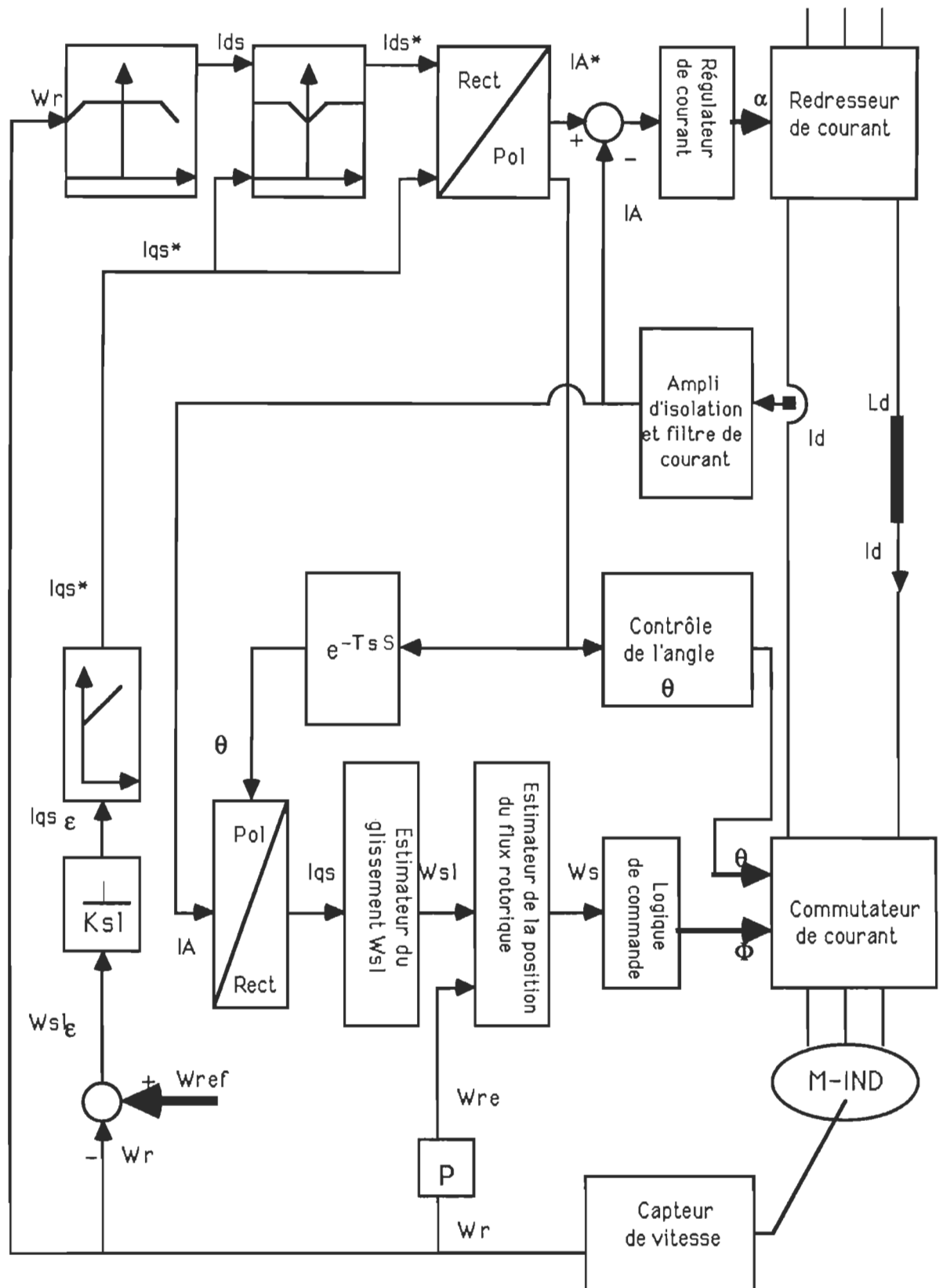
II-2-2 Commande adaptative

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs des boucles de commande afin de réaliser ou maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander tels que la résistance rotorique de la machine asynchrone et le moment d'inertie de la charge sont soit inconnus soit variant dans le temps.

Les techniques de commande adaptative ont été utilisées avec succès pour un grand nombre d'application particulièrement en asservissement des moteurs électriques (robots manipulateurs) [10].

Il existe différents types de schémas destinés à assurer des performances acceptables quand les paramètres du procédé (machine-charge) sont inconnus ou varient dans le temps. Plusieurs approches ont été considérées pour le développement des stratégies de commande adaptative. Deux approches semblent être relativement simples à mettre en oeuvre et qui sont les seules à être utilisées à ce jour en pratique.

Il s'agit de la commande auto-ajustable et la commande adaptative à modèle de référence.



Le schéma de commande adaptative avec modèle de référence a été originalement proposé par Whitaker en 1958 et le schéma de commande auto-ajustable a été originalement proposé par Kalman en 1958. Le développement de ces lois de commande repose sur l'hypothèse fondamentale suivante:

Pour toutes les valeurs possibles des paramètres du procédé on suppose qu'il existe un régulateur de structure donnée qui peut assurer la réalisation des performances désirées.

Le rôle de la boucle d'adaptation est uniquement limité à trouver les bonnes valeurs des paramètres du régulateur.

a) – Commande adaptative avec modèle de référence

La structure de commande adaptative avec modèle de référence apparaît à la figure 2.2 . La différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre la performance réelle et la performance désirée. Cette information est utilisée par d'autres variables telles que le vecteur de commande et la sortie réelle du procédé.

b)- Commande adaptative auto-ajustable

La structure de la commande auto-ajustable est montrée à la figure 2.3. Le modèle du procédé servant pour le calcul est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du procédé. Pour estimer les paramètres du procédé, à chaque instant on construit un prédicteur de la sortie du procédé et l'erreur de prédiction sert à adapter les paramètres du prédicteur. Ce sont ces

paramètres qui à chaque pas de calcul, sont utilisés pour le calcul du régulateur.

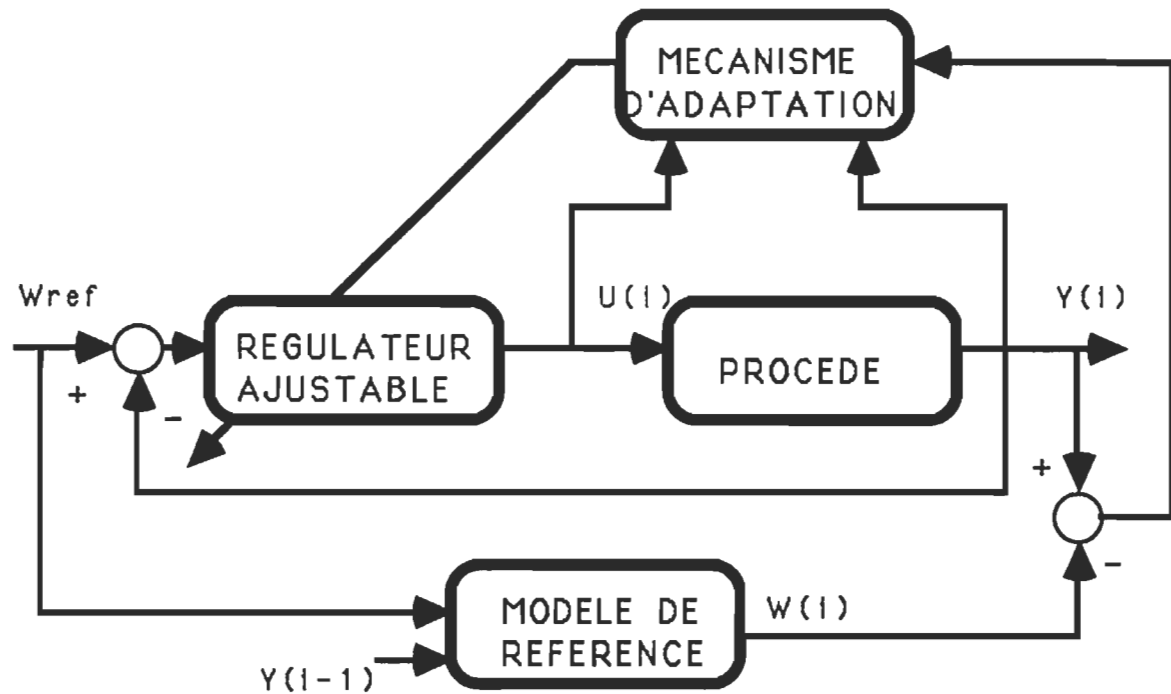


Figure 2.2. Commande adaptative avec modèle de référence

Il faut mentionner que l'application de ces structures de commande à la machine asynchrone, dont le modèle est très complexe et fortement non linéaire, présente des difficultés importantes lors de l'implantation pratique tels que le temps de calcul, la mémoire requise pour le stockage des variables et les algorithmes d'estimation des paramètres.

II-2-3 Commande proportionnelle et intégrale (PI)

Cette commande est très répandue dans le contrôle des procédés.

C'est une commande simple à étudier, facile à développer et qui ne coûte pas chère à implanter. Cette structure de commande fera l'objet d'une étude détaillée dans la section II-3.

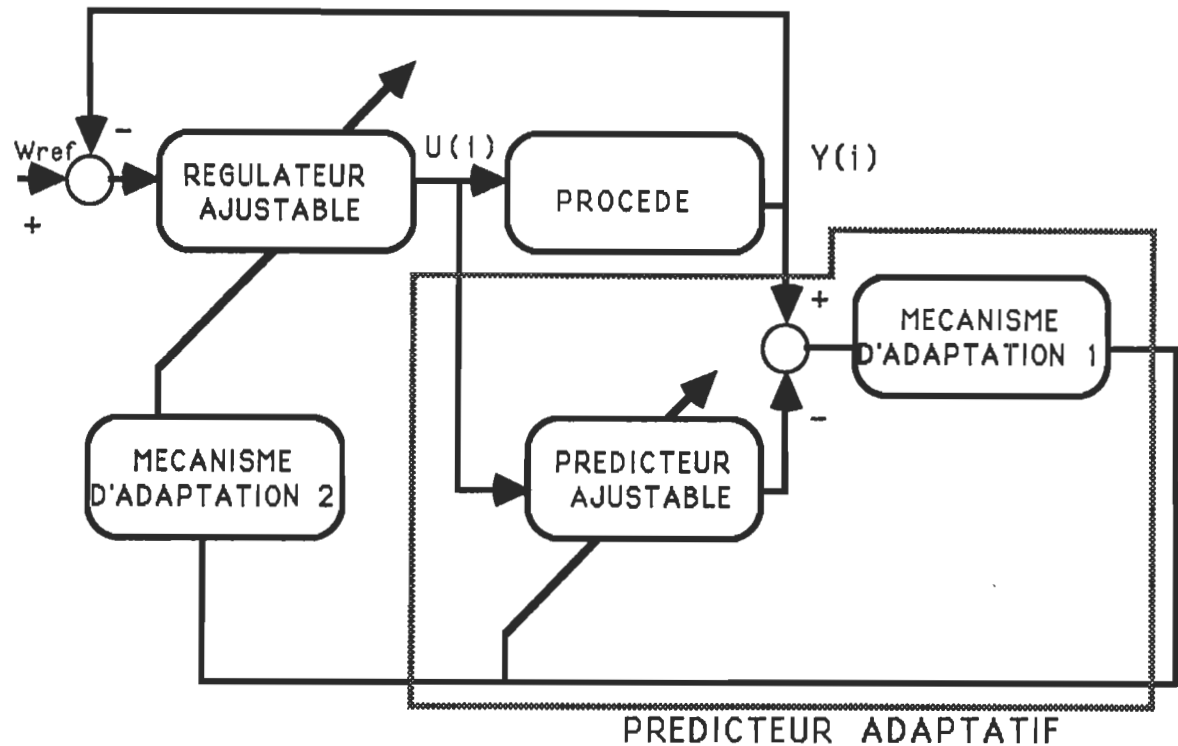


Figure 2.3. Commande adaptative auto-ajustable.

II-2-4 Commande par retour d'état.

La théorie de la représentation d'état et de la commande par retour d'état est utilisée dans de nombreuses applications. Elle est appliquée en particulier aux systèmes électriques en faisant une linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Les systèmes électriques sont généralement décrits par des équations différentielles non linéaires de première ordre.

La commande par retour d'état permet de tenir compte de toutes les variables d'état du système à commander. Elle permet une régulation beaucoup plus flexible que celle utilisant un régulateur PI.

On distingue deux méthodes générales permettant de calculer les coefficients de commande .

- La commande par assignation des pôles
- La commande optimale au sens d'un critère quadratique

a) Commande par assignation des pôles

Le choix des pôles du système en boucle fermée permet d'imposer la réponse du système à un échelon de commande et assure sa régulation et sa stabilité, (Fig 2.4).

A partir du choix des pôles du système on calcule les coefficients de la matrice de retour [L], [14].

Cette méthode a l'avantage d'être simple à réaliser en temps réel à cause du calcul relativement simple des coefficients de commande. Cependant, elle ne permet pas une commande optimale du système car un compromis entre le temps de réponse et l'amortissement doit être fait.

b)- Commande optimale au sens d'un critère quadratique

La minimisation d'un critère quadratique tenant compte des variables de commande et des erreurs d'asservissement est obtenue par programmation dynamique [8]. Les paramètres obtenus par la minimisation de ce critère assurent une performance optimale du

système. Nous présenterons une analyse détaillée de cette structure de commande dans la section II-4 .

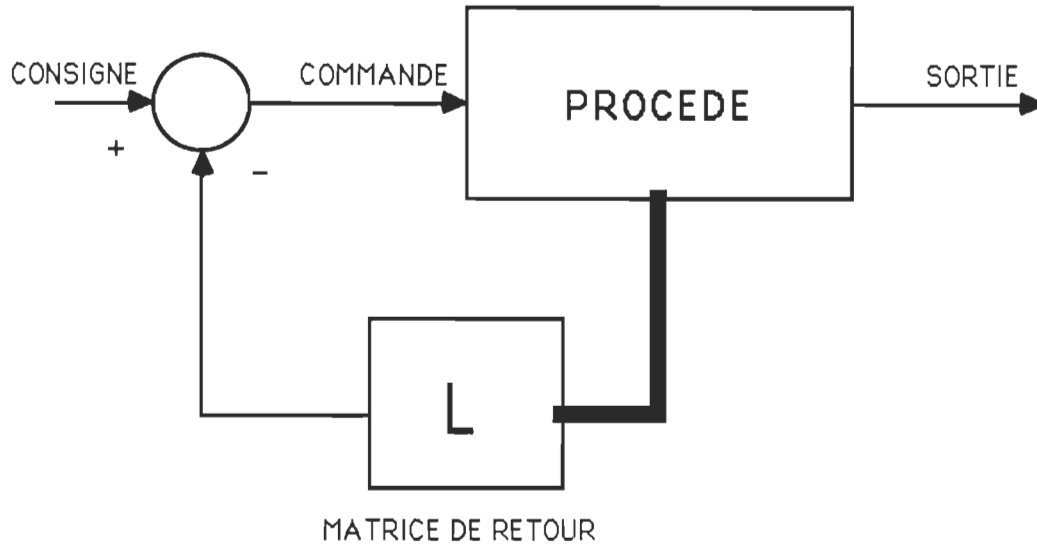


Figure 2.4. Commande par assignation des pôles

Des résultats de simulation obtenus avec cette structure de commande optimale seront comparés à ceux obtenus à l'aide d'un simple régulateur PI.

II-3 COMMANDE PROPORTIONNELLE ET INTEGRALE (PI)

On considère le modèle d'état développé à la section (I-8-1)

$$[X'] = [A'] [X] + [B'] [U''] \quad \text{équations (I-107; I-109; I-93)}$$

Le schéma fonctionnel de la commande PI est montré à la figure 2.5. Le courant I_d est commandé par l'intermédiaire du redresseur en variant l'angle d'amorçage des thyristors. Ce courant détermine la

valeur du couple développé par la machine.

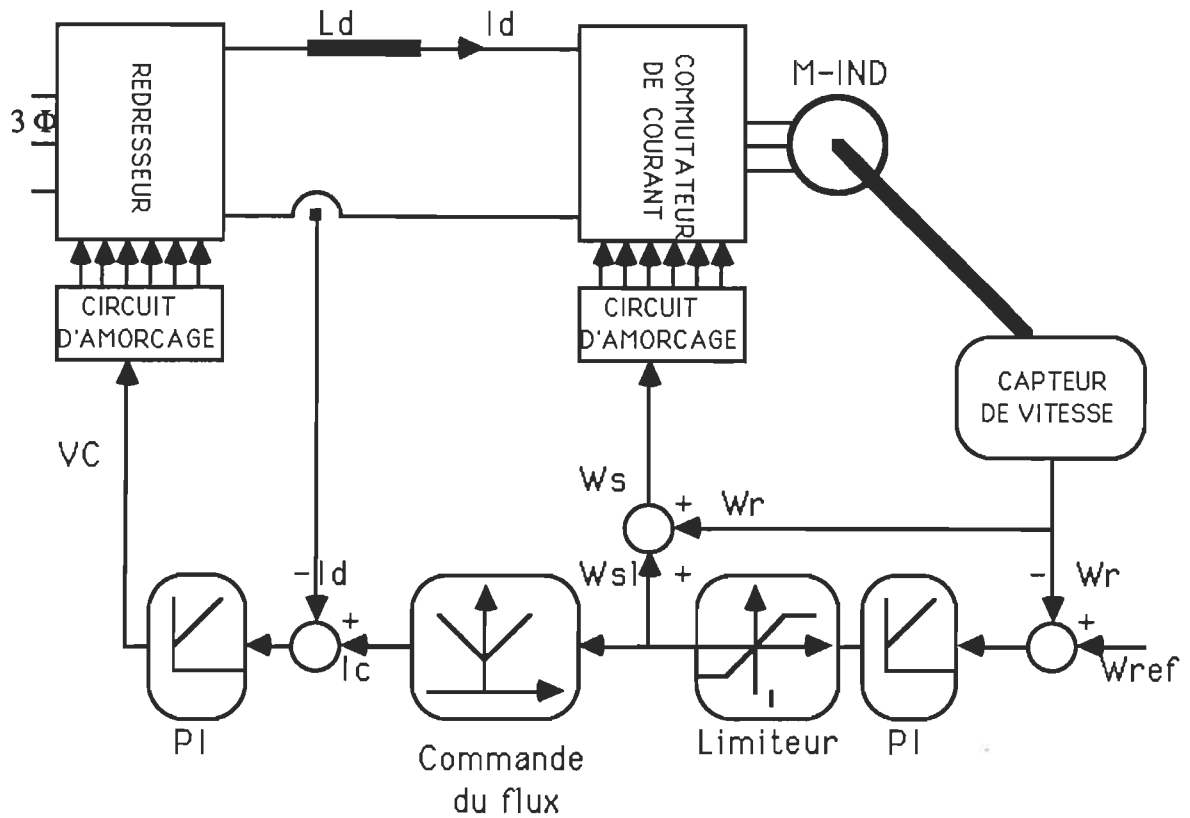


Figure 2.5. Commande proportionnelle et intégrale.

La constante de temps de la boucle de courant (du système en boucle fermée) est déterminée principalement par la valeur de l'inductance de lissage L_d et de la résistance du stator vue du lien CC.

La boucle de courant peut être modélisée par un système du premier ordre avec :

$$\tau'_c = L_d / (R_d + R_{sd})$$

$$R_{sd} = (2/3)R_s : \text{résistance du stator vue du lien CC.}$$

La boucle de vitesse mesure la différence entre la vitesse désirée

et la vitesse réelle du moteur . Le signal d'erreur est appliqué à un régulateur PI qui génère la consigne de glissement. Cette consigne est additionnée à la valeur de vitesse réelle du moteur pour former la fréquence statorique appliquée au commutateur de courant. La consigne de glissement est aussi appliquée à un générateur de fonction qui donne la consigne de courant. Ce générateur permet le maintien du flux constant [chap I] .

II-3-1 Méthode de simulation

On considère le modèle d'état développé dans la section (I-8-1)

$$[X'] = [A'] [X] + [B'] [U''] \quad \text{équations (I-107; I-109; I-93)}$$

$$U'' = \begin{bmatrix} W_{sl} \\ T_{mec} \end{bmatrix}$$

La fonction de transfert du correcteur PI de la vitesse est de la forme:

$$H_v(s) = \frac{W_{sl}(s)}{[W_{ref}(s) - W_r(s)]} = [K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}] \quad (II-1)$$

d'où

$$\begin{aligned} W_{sl}(s) &= [K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}] [W_{ref}(s) - W_r(s)] \\ W_{sl}(s) &= K_{pv} W_{ref}(s) - K_{pv} W_r(s) + \frac{K_{iv}}{s} [W_{ref}(s) - W_r(s)] \end{aligned} \quad (II-2)$$

Si on considère l'intégrale de l'erreur comme variable d'état on obtient.

$$I_{err} = \frac{K_{iv}}{s} [W_{ref}(s) - W_r(s)]$$

$$\frac{dl_{err}}{dt} = -K_{iv}W_r + K_{iv}W_{ref} \quad (II-3)$$

$$W_{sl} = K_{pv} W_{ref} - K_{pv} W_r + l_{err} \quad (II-4)$$

Après des manipulations mathématiques on obtient la représentation d'état du système en boucle fermée.

$$\Delta X = \begin{bmatrix} \Delta I_{qs} \\ \Delta I_{qr} \\ \Delta I_{dr} \\ \Delta Q \\ \Delta W_r \\ \Delta l_{err} \end{bmatrix} ; \quad \Delta U = \begin{bmatrix} \Delta W_{ref} \\ \Delta T_{mec} \end{bmatrix} \quad (II-5)$$

$$\Delta X' = [A] \Delta X + [B] \Delta U \quad (II-6)$$

$$\Delta Y = [C] \Delta X$$

Avec:

A : matrice (6*6) .

B : matrice (6*2) .

C : vecteur ligne (1*6).

Posons

$$b1 = (K_{sl} K_{ic} \tau_c L_R) / L1$$

$$b2 = -(K_{sl} K_{ic} \tau_c M) / L1 - l_{dro}$$

$$b3 = (M l_{qso} + L_R l_{qro}) / L_R$$

$$b4 = K_{sl} K_{ic}$$

$$a1 = -M L_R l_{dro} / L1 - b1 * K_{pv}$$

$$a2 = L_R(L_S + L_{d'}) * I_{dro} / L1 - I_{dro} - b2 * K_{pv}$$

$$[A] =$$

$$\begin{bmatrix} L_R R_S / L1 & M R_R / L1 & -M L_R W_{r0} / L1 & L_R / L1 & a1 & b1 \\ M R_S / L1 & -(L_S + L_{d'}) R_R / L1 & [L_R (L_S + L_{d'}) W_{r0} - M / L1 & a2 & b2 \\ & & -W_{s0} L1] / L1 & & \\ M W_{s0} / L_R & W_{s1} & R_R / L_R & 0 & -b3 * K_{pv} & b3 \\ -K_{ic} & 0 & 0 & 0 & -b4 * K_{pv} & b4 \\ 4M I_{dro} / J & 0 & 4M I_{qso} / J & 0 & -D / J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_{iv} & 0 \end{bmatrix}$$

(II-7)

$$[B] = \begin{bmatrix} (K_{sl} K_{ic} \tau_c L_R) / L1 & 0 \\ -[(K_{sl} K_{ic} \tau_c M) / L1 + I_{dro}] & 0 \\ (M I_{qso} + L_R I_{qro}) * K_{pv} / L_R & 0 \\ K_{sl} K_{ic} K_{pv} & 0 \\ 0 & -P / J \\ K_{iv} & 0 \end{bmatrix}$$

(II-8)

$$[C] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$$

(II-9)

II-3-2 Résultats de simulation

Le système d'équations développé dans (II-3) permet de calculer les variables d'état du système en boucle fermée. On simule la réponse

du système à une variation de consigne et une perturbation de la charge (Annexe IV).

a) Réponse du système à un échelon de consigne

On simule le comportement du système en mode d'asservissement en supposant que la charge est constante . Pour cela on choisit un point d'opération P_0 , où la vitesse est nulle ($W_{ro}=0$) et le courant $I_{qso}=14.9$ ampères. Après plusieurs essais on parvient à déterminer les paramètres des régulateurs (courant et vitesse) et la valeur limite du glissement (Wsl_{max}), qui assurent le meilleur compromis entre les critères de performance tel que le temps de réponse et le dépassement. Les paramètres obtenus sont:

Régulateur de courant

$$K_{pc} = 0.5 ; K_{ic} = 10$$

Limiteur de glissement

$$Wsl_{max} = 60 \text{ rad/sec}$$

Régulateur de vitesse

$$K_{pv} = 10 ; K_{iv} = 0.1$$

Limiteur de courant

$$I_d \text{ max} = 17 \text{ Amp}$$

La réponse de la vitesse à une consigne de 477 Tr/min ($W_r=100$ rad/sec) est montrée à la figure 2.6. On obtient un dépassement de 15 Tr/min, une légère oscillation et un temps de stabilisation $T_{stab} = 2$ sec. La figure 2.7 montre l'action des limiteurs sur le courant I_{qs} de la machine.

La figure 2.8 montre l'évolution du glissement lors du démarrage du moteur, tandis que la figure 2.9 montre l'évolution de la sortie de l'intégrateur (régulateur de vitesse). La figure 2.10 montre l'évolution du flux. Etant donné que la commande à flux constant est développée à

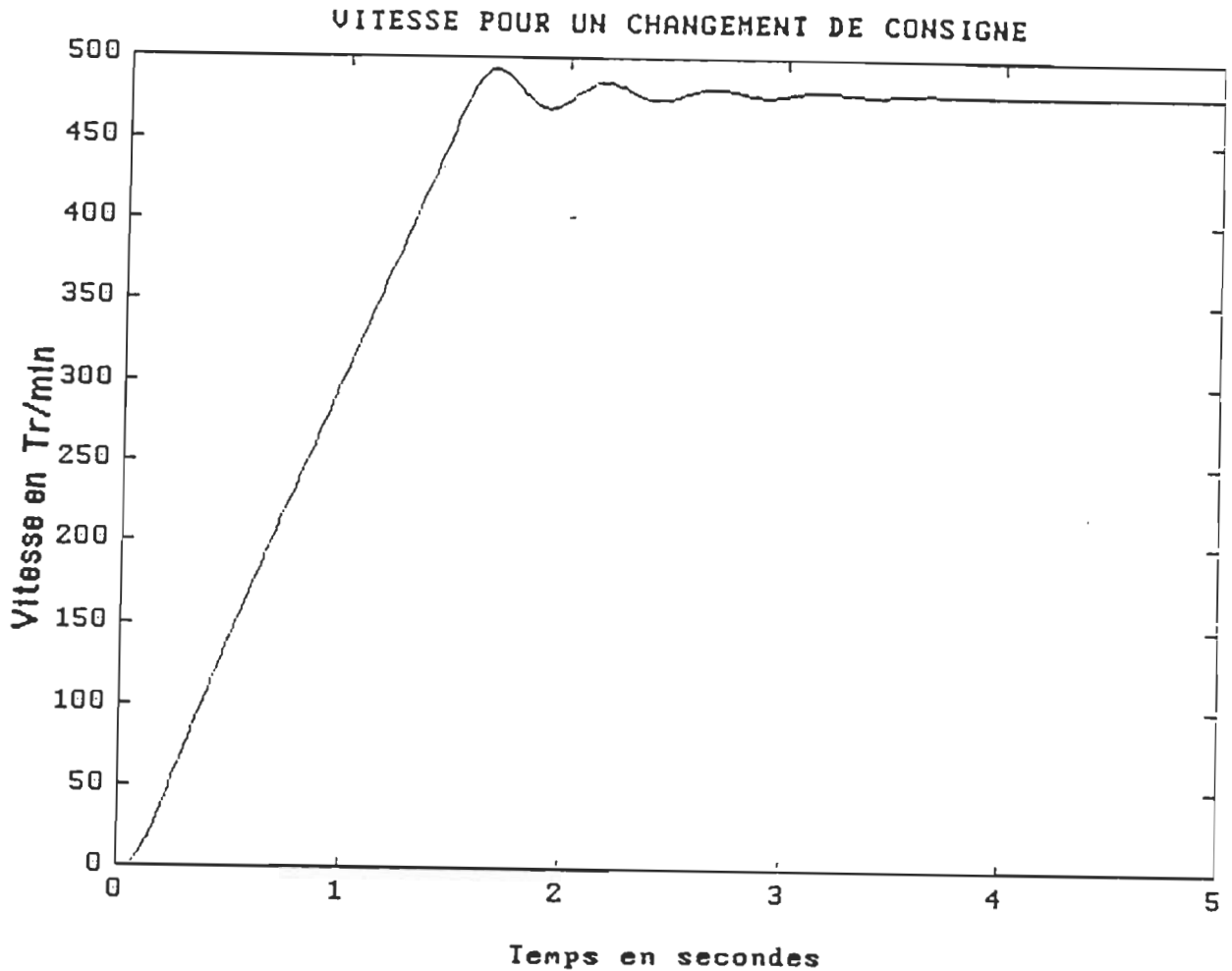


Figure 2.6. Réponse de la vitesse à un échelon de commande (commande PI).

partir des caractéristiques statiques de la machine, cette loi de commande n'est valable qu'en régime permanent. En régime transitoire le flux augmente jusqu'à 0.64 web/tr puis se stabilise à sa valeur nominale ($\Phi_{\text{nom}}=0.5$).

Il faut remarquer que le temps de réponse et le dépassement dépendent essentiellement du choix des paramètres des régulateurs ainsi que des paramètres des limiteurs.

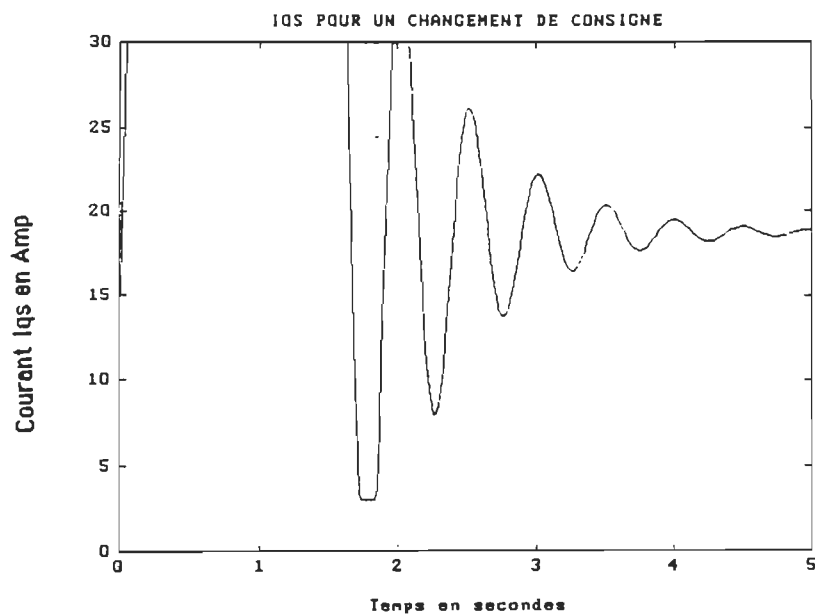


Figure 2.7. Evolution du courant Iqs lors d'un échelon de commande (commande PI).

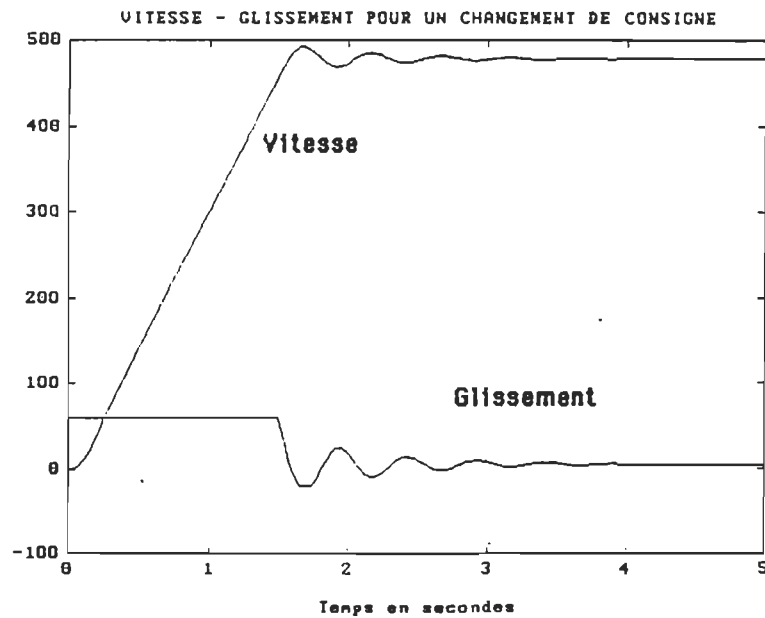


Figure 2.8. Evolution du glissement pendant le démarrage (commande PI).

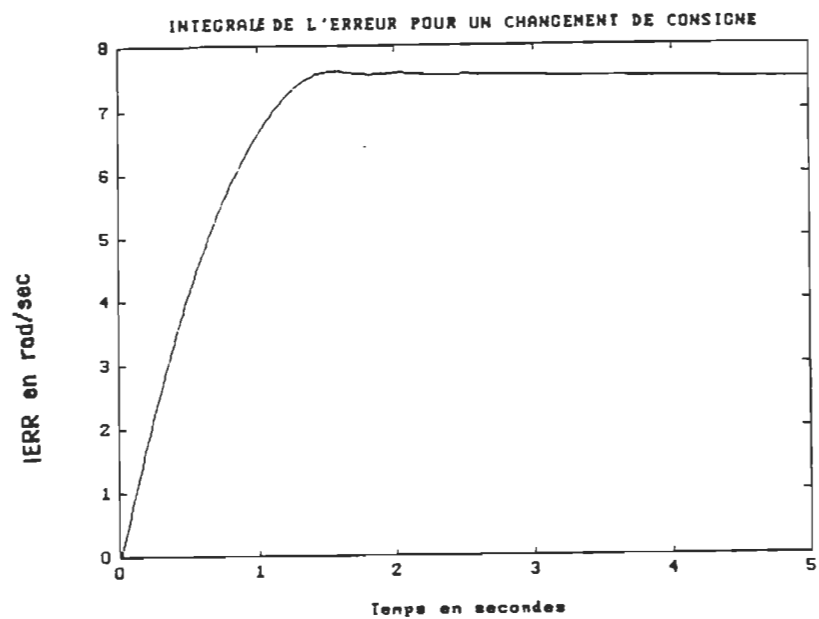


Figure 2.9. Réponse de l'intégrateur d'erreur lors d'un échelon de commande (commande PI).

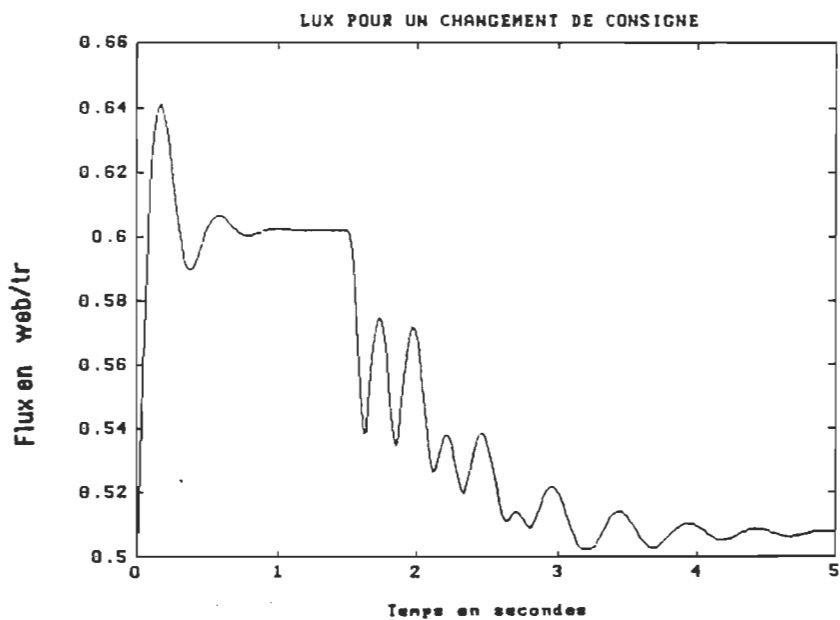


Figure 2.10. Evolution du flux dans la machine pendant le régime transitoire.

b) Réponse du système à une perturbation de la charge

Le système est initialement en régime permanent correspondant au point d'opération P'_0 où la vitesse est de 1650 Tr/min et le courant $I_{qs} = 9.27$ ampères. On applique une perturbation du couple $\Delta T_{mec} = 5$ N.M. Les paramètres de régulation assurant une réponse en mode régulation relativement bonne sont:

Régulateur de courant

$$K_{pc} = 0.04 \quad K_{ic} = 500$$

Régulateur de vitesse

$$K_{pv} = 3 \quad K_{iv} = 2$$

La figure 2.11 montre l'évolution de la vitesse. Une perturbation de 5 N.M engendre une variation de vitesse de 50 Tr/min. Grâce à l'action intégrale du régulateur de vitesse celle-ci revient à sa valeur initiale après un temps de stabilisation $T_{stab} = 2$ sec.

La figure 2.12 montre le courant I_{qs} dont la montée se traduit par l'augmentation du couple électromagnétique nécessaire pour le rétablissement rapide de la vitesse. La réponse du courant est caractérisée par un dépassement dû à l'action rapide du régulateur de courant. La figure 2.13 montre la sortie de l'intégrateur qui permet de bien visualiser l'action importante de l'intégrateur lors de la perturbation.

Ainsi, on a présenté une étude complète de la commande PI de la vitesse d'une machine asynchrone. Les performances de cette structure de commande seront comparées à celles obtenus par la structure de commande optimale (section II-4).

Il faut remarquer que étant donné la complexité du système (ordre du système = 6 , nombre de paramètres de régulation = 4, limiteur de

glissement), cette structure de commande présente certaines difficultés lors du calcul des paramètres permettant d'avoir une réponse acceptable.

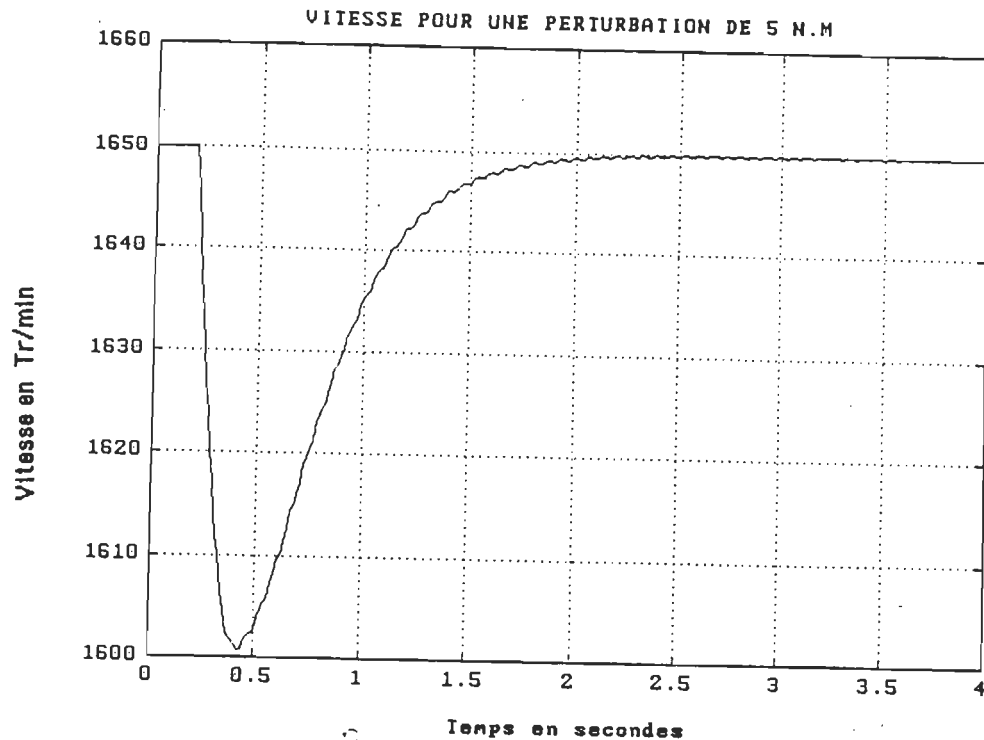


Figure 2.11. Réponse de la vitesse à une perturbation de la charge (commande PI).

II-4 COMMANDE OPTIMALE AU SENS D'UN CRITERE QUADRATIQUE

La minimisation d'un critère quadratique constitue l'un des moyens pour parvenir à la détermination d'une structure de commande optimale par retour d'état. Un critère quadratique permet en effet d'exprimer de manière convenable la qualité globale de la commande [8].

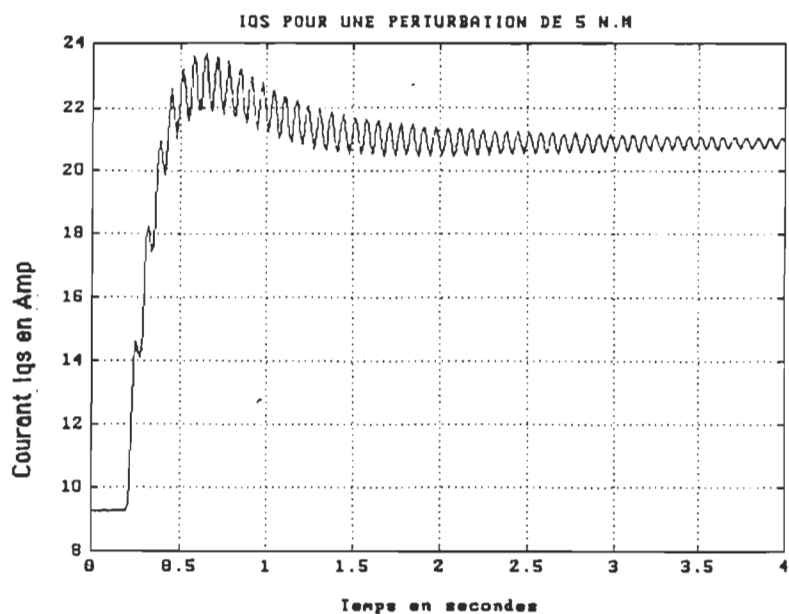


Figure 2.12. Evolution du courant Iqs pendant la perturbation de la charge (commande PI).

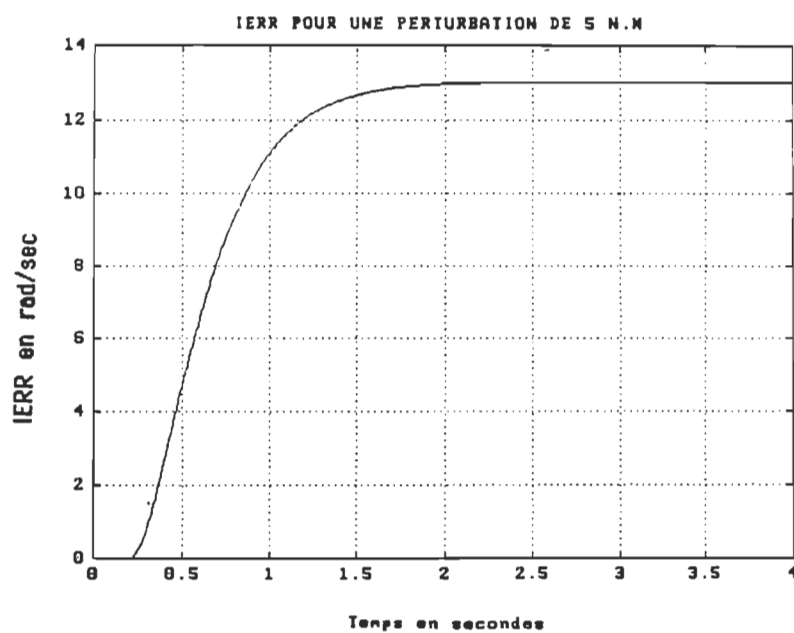


Figure 2.13. Réponse de l'intégrateur d'erreur lors d'une perturbation de la charge (commande PI).

Il s'agit de déterminer une commande assurant le meilleur compromis entre certaines performances, représentées par les termes de pondération, faisant intervenir les variables d'état et une économie d'énergie représentée par les termes de pondération faisant intervenir les grandeurs d'action. La minimisation de ce critère conduit à la détermination d'une commande optimale au sens de ce critère.

II-4-1 Description de la structure de commande

Soit un système linéaire discret à n variables d'état, r entrées et m sorties.

$$X(i+1) = [A] X(i) + [B] U(i) \quad (II-10)$$

$$Y(i) = [C] X(i) + [D] U(i) \quad (II-11)$$

La commande optimale recherchée est une suite de vecteurs $U(i)$ qui minimise le critère quadratique qu'on note J_1 .

$$J_1 = \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ U(i)^T [R] U(i) + e(i)^T [Q] e(i) \right\}$$

où (II-12)

$e(i)$: le vecteur d'écart entre les consignes, notées Z et les sorties $Y(i)$

$$e(i) = Z(i) - Y(i). \quad (II-13)$$

$[R]$ et $[Q]$ de dimensions respectives $(r \times r)$ et $(m \times m)$, sont des matrices carrées définies positives.

En appliquant la méthode de minimisation démontrée dans [8] il est possible de déterminer la commande optimale minimisant le

critère J_1 .

L'équation récurrente d'optimalité est la suivante [8].

$$J_1[X(i)] = \min_U \left\{ U(i)^T [R] U(i) + e(i)^T [Q] e(i) + J_1[X(i+1)] \right\} \quad (II-14)$$

On suppose que $J_1[X(i+1)]$ est une forme quadratique

$$J_1[X(i+1)] = X(i+1)^T K(i+1) X(i+1) + 2g(i+1)^T X(i+1) + h(i+1) \quad (II-15)$$

avec

$K(i+1)$ = une matrice carrée symétrique ($n \times n$)

$g(i+1)$ = un vecteur de dimension n

$h(i+1)$ = Un scalaire

$J_1[X(i+1)]$ peut s'exprimer en fonction de $X(i)$ et de $U(i)$

$$J_1[X(i+1)] = [[A]X(i) + [B]U(i)]^T K(i+1) [[A]X(i) + [B]U(i)] + 2g(i+1)^T [[A]X(i) + [B]U(i)] + h(i+1)$$

Si on supprime l'indice i et on remplace $(i+1)$ par $(+)$ on obtient

$$J_1[X] = U^T [R] U + [Z - [C]X - [D]U]^T [Q] [Z - [C]X - [D]U] + [[A]X + [B]U]^T K(+) [[A]X + [B]U] + 2g(+)^T [[A]X + [B]U] + h(+)$$

Le minimum correspondant au vecteur U , annulant les dérivées partielles de cette expression par rapport à U est déterminé à partir de l'équation suivante [8].

$$[R] U - [D]^T [Q] [Z - [C]X - [D]U] + [B]^T K(+) [[A]X + [B]U] + [B]^T g(+) = 0$$

ce qui implique:

$$[[R] + [B]^T K(+) [B] + [D]^T [Q] [D]] U = -[[B]^T K(+) [A] + [D]^T [Q] [C]] X + [D]^T [Q] Z - [B]^T [g(+) + K(+)] \quad (II-16)$$

Le vecteur optimal peut donc s'écrire:

$$U(i) = -[L](i)X(i) + \mu'(i) \quad (II-17)$$

On obtient le schéma de commande suivant

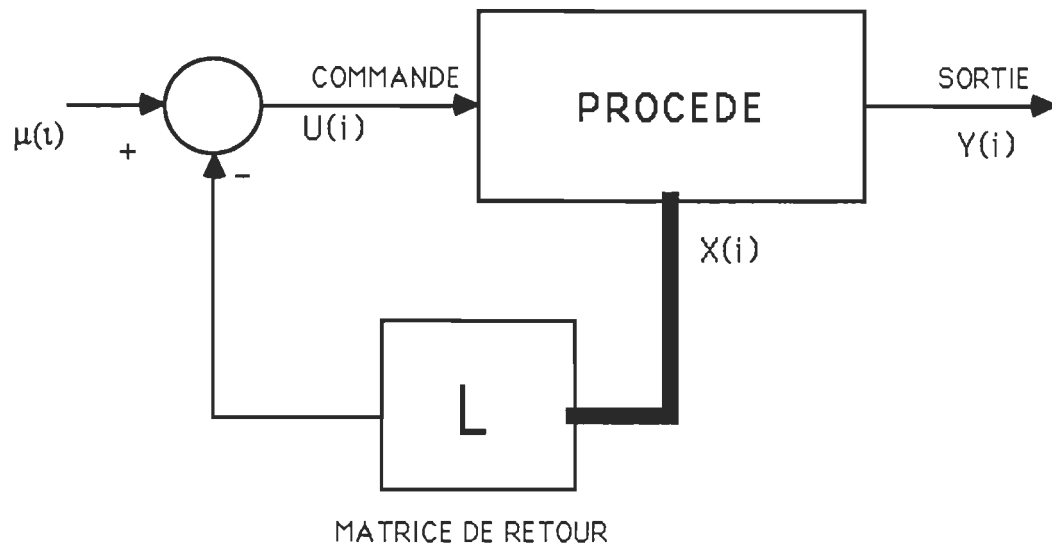


Figure 2.14. Structure optimale par retour d'état

La commande optimale comporte un terme de correction par retour d'état et un terme anticipatif. La présence du retour d'état est particulièrement intéressant car il permet de tenir compte en permanence de l'état réel du système physique et donc de réagir sur lui en conséquence pour obtenir le comportement souhaité.

Cependant, la réalisation de la commande sous cette forme nécessite le calcul préalable de la matrice $[L](i)$ et le vecteur $[\mu'](i)$ pour tous les instants d'action de l'horizon considéré $[0, N]$. Il faudrait calculer et mémoriser tous les résultats avant chaque changement de consigne. Cela constitue une contrainte importante pour le calculateur couplé au procédé. Il est donc particulièrement intéressant de considérer un horizon d'optimisation infini afin de simplifier les calculs. Le critère à minimiser est alors de la forme.

$$J_1 = \sum_{i=0}^{\infty} \left\{ U(i)^T [R] U(i) + e(i)^T [Q] e(i) \right\} \quad (II-18)$$

Sous cette forme la structure de commande présente des insuffisances importantes . Diverses améliorations très notables sont possibles à considérer sans compliquer les calculs et la mise en oeuvre.

II-4-2 Amélioration de la structure de commande

a) Annulation des erreurs en régime permanent

La minimisation du critère quadratique correspond à un compromis entre les amplitudes des actions . représentées par le terme $(U^T[R] U)$ et les amplitudes des écarts entre consignes et mesures représentées par le terme $(e^T [Q] e)$.

Donc cette structure de commande ne peut assurer des erreurs en régime permanent égales à zéro. Pour résoudre le problème de manière satisfaisante on ajoute au système un intégrateur numérique.

$$V(i+1) = V(i) + T e(i) \quad (II-19)$$

En divisant par T le gain de ces éléments on obtient

$$\begin{aligned} V(i+1) &= V(i) + e(i) = V(i) + Z - y(i) \\ &= V(i) - CX(i) - DU(i) \end{aligned} \quad (II-20)$$

Le vecteur de commande optimale obtenu après avoir calculer les solutions limites [L] , [M] et μ' est

$$U(i) = -[L] X(i) -[M] V(i) + \mu'1 \quad (II-21)$$

Pour un horizon d'optimisation infini on peut exprimer μ^1 comme un produit d'une matrice d'anticipation N et le vecteur de consignes $[8]$. On obtient alors:

$$U(i) = -[L] X(i) -[M] V(i) +[N] Z \quad (II-22)$$

D'où le schéma montré à la figure 2.15.

Les matrices de pondérations $[Q]$ et $[R]$ influencent directement les coefficients des matrices $[L]$, $[M]$ et $[N]$. $[Q]$ et $[R]$ doivent être définies positives. Pour simplifier le test de positivité on choisit deux matrices diagonales dont tous les éléments de la diagonale principale sont positifs. Plus le poids des éléments de la matrice R est faible par rapport à ceux de la matrice $[Q]$, plus les amplitudes des actions $U(i)$ sont grandes, plus faibles seront les erreurs donc le système répondra plus rapidement .

En regroupant les équations d'état relatives au système initial et les équations de l'intégrateur numérique on aboutit à la représentation d'état suivante.

$$\begin{bmatrix} X(i+1) \\ V(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] & 0 \\ -[C] & [I] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(i) \\ V(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B] \\ -[D] \end{bmatrix} U(i) + \begin{bmatrix} 0 \\ Z \end{bmatrix} \quad (II-23)$$

b) Prise en compte d'un modèle de référence

L'ajout de l'action intégrale se révèle très performant lorsque cette action est utilisée pour une fonction de régulation. Cependant, la maîtrise correcte du système est beaucoup plus difficile à obtenir

pour une fonction d'asservissement.

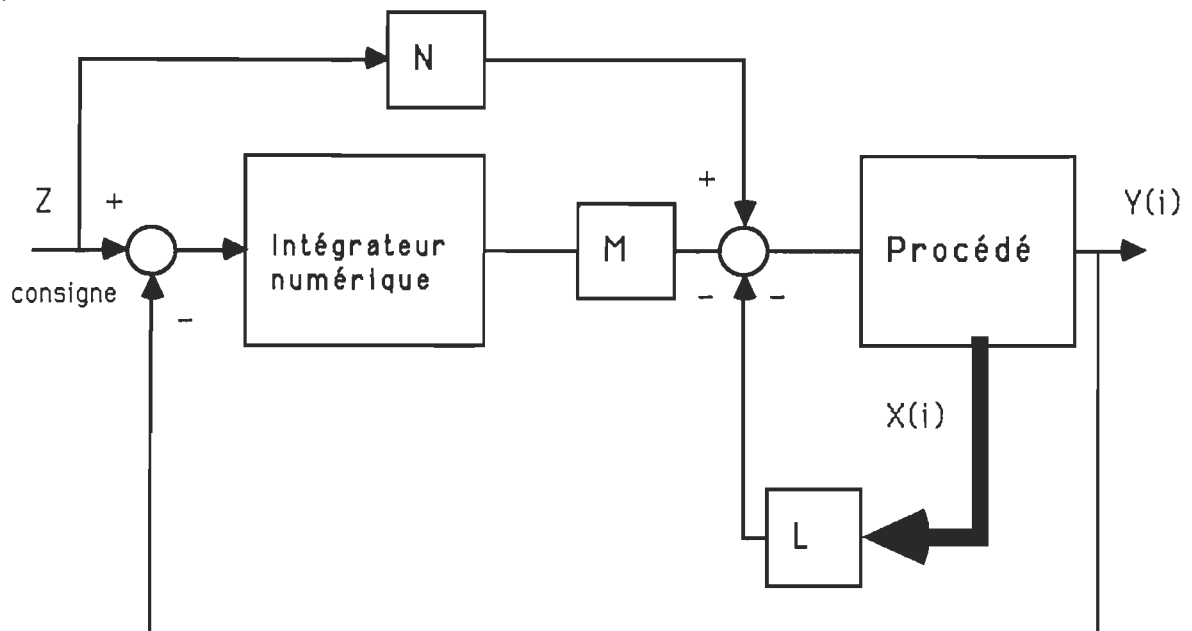


Figure 2.15. Structure de commande optimale avec intégrateur

La méthode de calcul des paramètres de commande ($[L]$, $[M]$, $[N]$) suppose que les changements de consignes sont effectués sous forme d'échelons. La commande tend à rapprocher la réponse du système d'une évolution en échelon, les amplitudes des premières actions, introduites par le terme $[N]Z$, sont très fortes. Une solution qui paraît simple pour corriger cette situation consiste à jouer sur les termes intervenant dans le critère quadratique (c-à-d $[Q]$ et $[R]$), en augmentant les coefficients de pondération de la matrice $[R]$ par rapport à ceux de la matrice $[Q]$.

Cependant l'emploi d'une telle méthode pénalise le comportement du système en mode régulation.

Pour conserver un fonctionnement correct tant en mode

asservissement qu'en mode régulation, une solution intéressante consiste à introduire dans la structure de la commande un modèle de référence ayant pour entrée le vecteur de consigne Z dont les variations sont effectuées sous forme d'échelons (Fig 2.16).

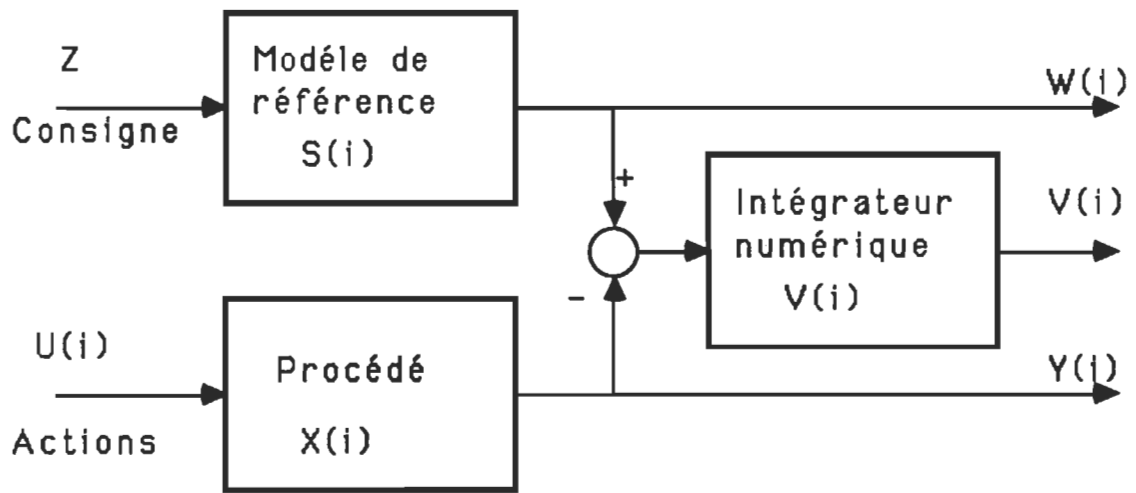


Figure 2.16. Ajout du modèle de référence

La représentation d'état du modèle de référence est la suivante

$$S(i+1) = [E] S(i) + [F] Z$$

$$W(i) = [H] S(i)$$

A partir d'une consigne en échelon le modèle de référence génère une sortie qui correspond à la réponse naturelle du système [12].

En regroupant les équations d'état relatives au système initial , à l'intégrateur numérique et au modèle de références, la représentation discrète globale est donc la suivante.

$$\begin{bmatrix} X(i+1) \\ V(i+1) \\ S(i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [A] & 0 & 0 \\ -[C] & [I] & [H] \\ 0 & 0 & [E] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(i) \\ V(i) \\ S(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B] \\ -[D] \\ 0 \end{bmatrix} U(i) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ [F] Z \end{bmatrix} \quad (II-24)$$

$$\begin{bmatrix} Y(i) \\ V(i) \\ W(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C] & 0 & 0 \\ 0 & [I] & 0 \\ 0 & 0 & [H] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(i) \\ V(i) \\ S(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [D] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U(i) \quad (II-25)$$

L'erreur d'asservissement devient

$$\varepsilon(i) = W(i) - Y(i) = [H] S(i) - [C] X(i) - [D] U(i)$$

En introduisant le modèle de référence, on entreprend les calculs d'une commande minimisant un nouveau critère quadratique J_1' .

$$J_1' = \sum_{i=0}^{\infty} \left\{ \varepsilon(i)^T [Q] \varepsilon(i) + V(i)^T [Q] V(i) + U(i)^T [R] U(i) \right\}$$

Ce critère a la même forme que le critère précédent (J_1) mais les écarts de sortie et leurs intégrales sont définis différemment. A partir des relations de récurrences on calcule les valeurs limites des matrices $[L]$, $[M]$, $[P]$, $[N]$. Le nouveau vecteur de commande optimale est:

$$U(i) = - [L] X(i) - [M] V(i) + [P] S(i) + [N] Z \quad (II-26)$$

Ainsi, on obtient une structure de commande optimale améliorée dont le schéma fonctionnel est montré à la figure 2.17.

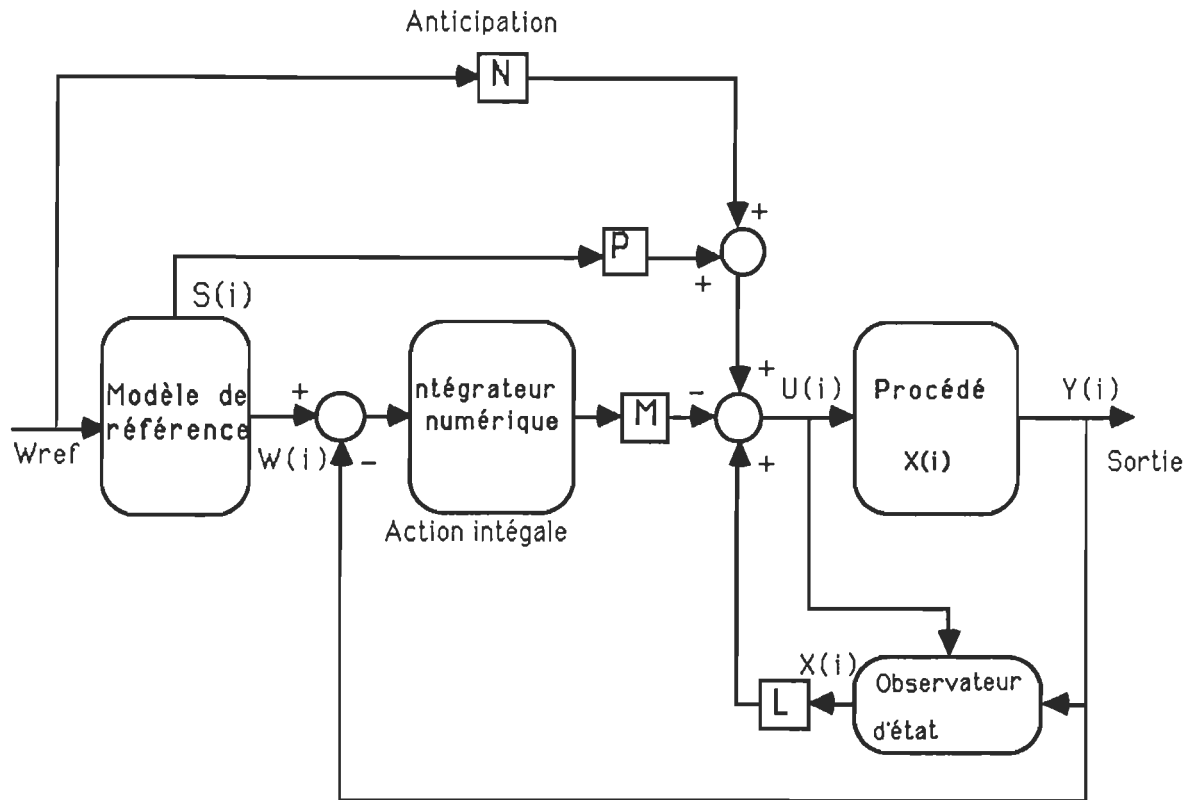


Figure 2.17. Structure de commande optimale améliorée

La matrice N est une matrice d'anticipation qui tient compte de la consigne réelle tandis que la matrice $[P]$ est une matrice d'anticipation qui tient compte du modèle de référence.

Ainsi on adapte la commande $U(i)$ à tous les évolutions dans le système soit les variables d'état du procédé, la sortie de l'intégrateur, la consigne et le modèle de référence.

La figure 2.18 montre l'algorithme qui permet de calculer les différents paramètres de la commande ($[L]$, $[M]$, $[P]$, $[N]$) et cela pour un horizon d'optimisation infini (Annexe V).

II-4-3 Résultats de simulation

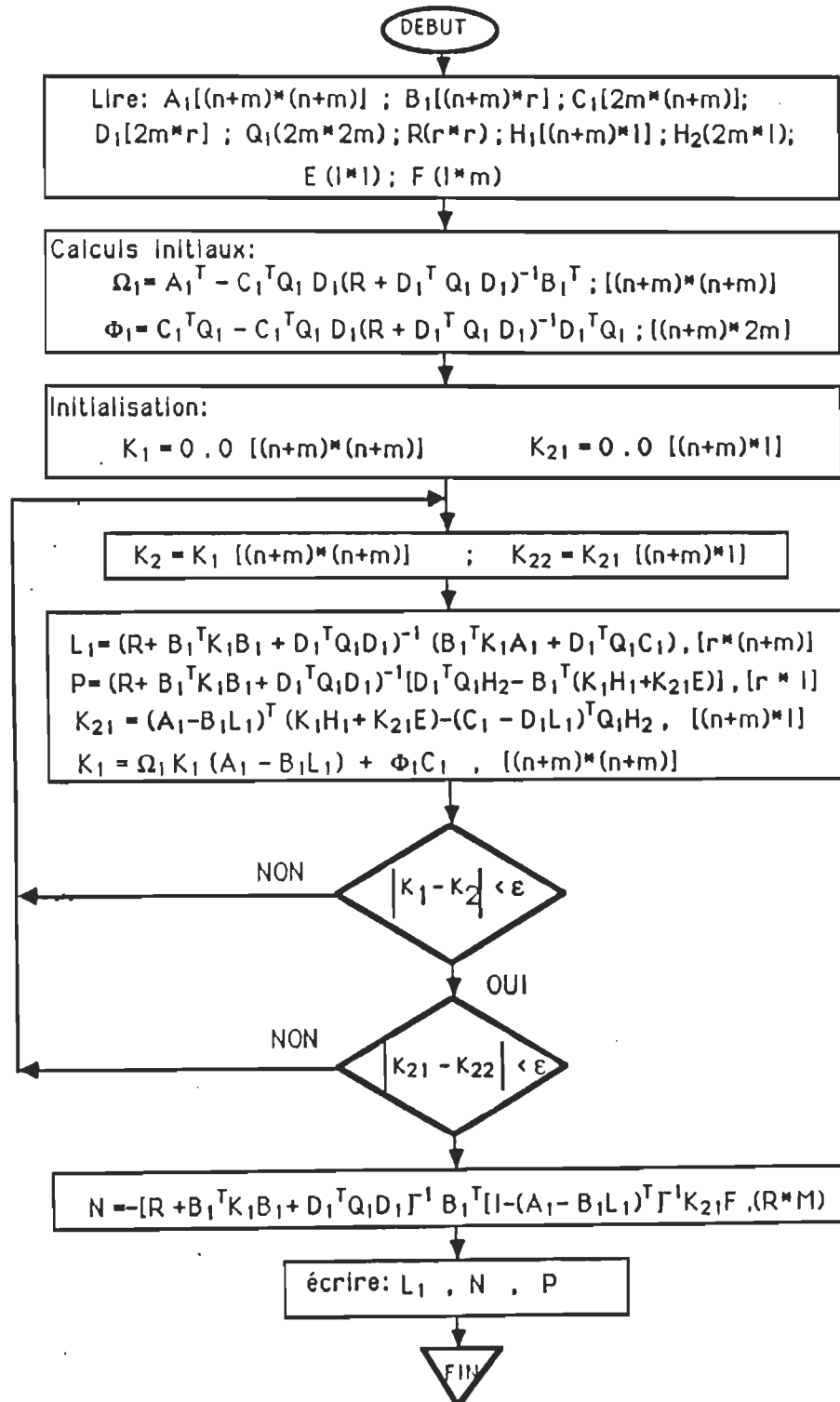


Figure 2.18. Algorithme de calcul des paramètres de contrôle

Comme pour la commande PI , on considère le modèle d'état développé dans la section (I-8-1). En suivant les différentes étapes décrites précédemment (section II-4-2) on aboutit au système d'équations d'état discrètes qui décrivent le système complet montré à la figure 2.15.

Les équations d'état sont présentées dans les annexes V et VI. Une simple intégration numérique permet de calculer les variables d'état du système. Le programme de simulation est développé sur matlab (Annexes V et VI). Ce programme calcule et trace la réponse du système.

La réponse du système à un changement de consigne ainsi que la réponse du système à une perturbation de charge permettent d'étudier les performances de cette structure de commande.

a) Réponse du système à un échelon de consigne

La figure 2.19 montre la réponse de la vitesse à un échelon de 477 Tr/min. On obtient un temps de réponse acceptable ($T_r = 1.2$ sec) sans dépassement et sans oscillations (c-à-d une commande stable).

La figure 2.21 montre l'évolution du courant I_{qs} lors d'un changement de la consigne. Cette évolution est caractérisé par la montée rapide du courant (c-à-d le couple électromagnétique) afin de vaincre le couple mécanique assez rapidement donc assurer une réponse rapide du système.

La sortie de l'intégrateur numérique est montrée à figure 2-22. Cette figure montre l'action de l'intégrateur numérique qui semble avoir un rôle déterminant d'annulation de l'erreur entre la sortie du

modèle de référence et la vitesse réelle du moteur. Le temps de réponse de l'intégrateur numérique est égale à 0.15 sec. Cela signifie que la vitesse réelle du moteur a réussi à suivre la trajectoire générée par le modèle de référence après 0.15 sec de l'application de l'échelon (figure 2.20).

Grâce à l'introduction du modèle de référence (qui représente une trajectoire de vitesse), les actions d'anticipation et l'intégrateur numérique, cette structure de commande permet de minimiser d'une part l'écart de vitesse (fig 2.20).

b) Réponse à une perturbation de la charge

Pour simuler le comportement du système en mode de régulation on considère le système à un point d'opération où le moteur tourne à une vitesse égale à 1713.95 Tr/min, on applique une perturbation de 10 N.M (double de celle appliquée dans la structure de commande PI) au niveau de la charge et on observe la réponse du système à cette perturbation .

On remarque que la vitesse du moteur est peu influencée par la perturbation figure 2.23. En effet on obtient une variation de vitesse de 1 Tr/min et un temps de rétablissement de 0.2 sec ce qui démontre une très bonne performance en mode régulation.

L'évolution du courant I_{qs} , qui est l'image du couple électromagnétique est de telle sorte que ce dernier puisse vaincre la la variation de la charge (figure 2.24).

II-4-4 Comparaison des deux structures

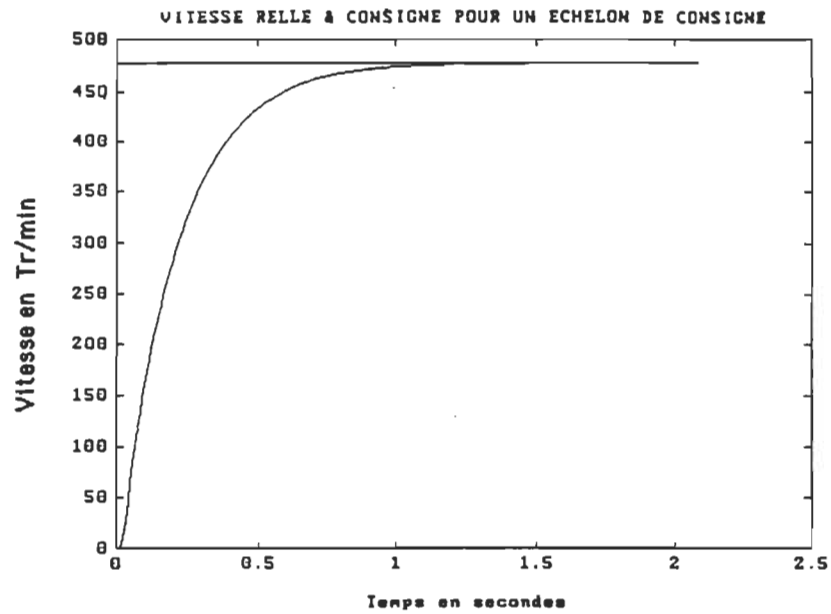


Figure 2.19. Réponse de la vitesse à un échelon de commande (commande optimale).

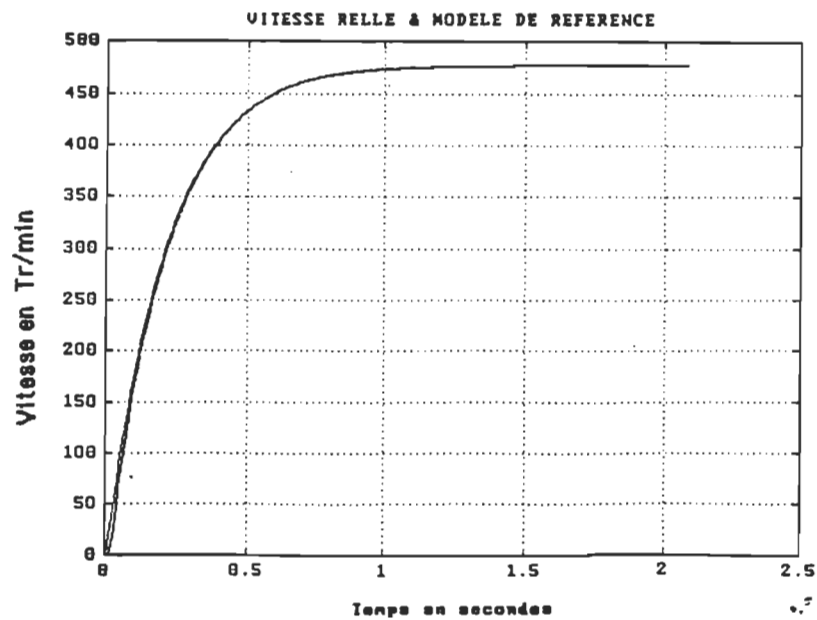


Figure 2.20. Vitesse-sortie du modèle de référence lors d'un échelon de commande (commande optimale).

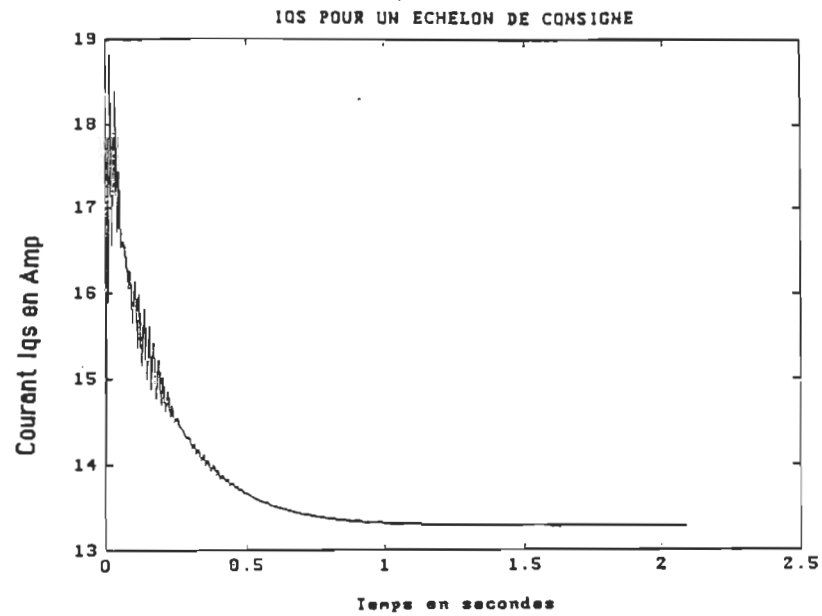


Figure 2.21. Evolution du courant I_{qs} lors d'un échelon de commande (commande optimale).

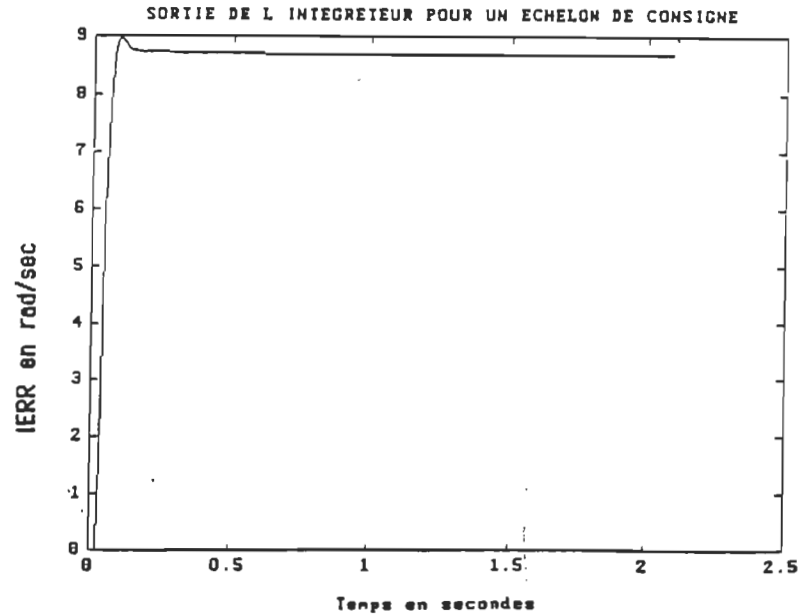


Figure 2.22. Réponse de l'intégrateur d'erreur lors d'un échelon de commande (commande optimale).

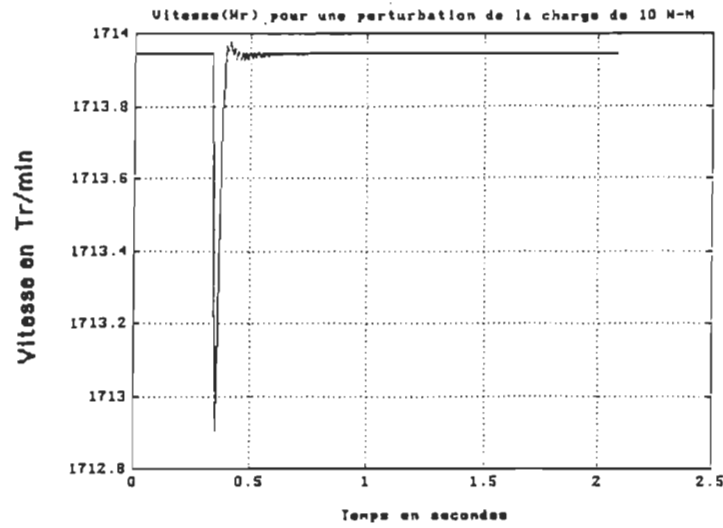


Figure 2.23. Réponse de la vitesse à une perturbation de la charge (commande optimale).

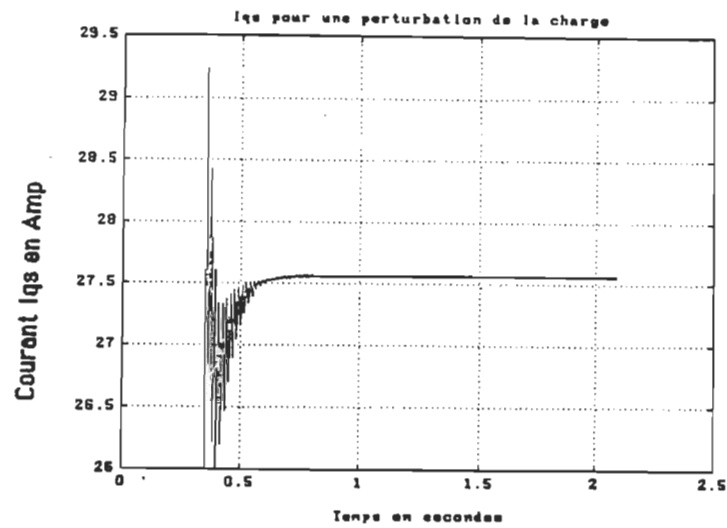


Figure 2.24. Evolution du courant I_{qs} pendant la perturbation de la charge (commande optimale).

On présente une étude comparative entre les deux structures de commande étudiées précédemment soit la commande PI et la commande optimale au sens d'un critère quadratique. Cette étude considère, d'une part, les résultats de simulation obtenus dans (II-3-2) et (II-4-3) (c-a-d les performances des deux structures de commande) et d'autre, part le coût et les difficultés d'implantation.

a) Performances

D'après les résultats obtenus par simulation la structure optimale se trouve beaucoup plus performante que celle utilisant le régulateur PI. En effet, à l'aide de la structure de commande optimale au sens d'un critère quadratique on assure un minimum d'écart consigne(sortie du modèle de référence)-vitesse et un minimum d'énergie absorbé par le système (minimum de grandeur d'action).

L'implantation d'un modèle de référence, d'une anticipation, d'un retour d'état et d'un intégrateur numérique a permis d'obtenir un comportement dynamique performant tant en mode d'asservissement qu'en mode de régulation. Cette performance est traduite par un temps de réponse court, un faible dépassement, une commande modérée et une sensibilité presque négligeable aux variations de la charge. Si les variations de charge ou des paramètres ne sont pas élevées, cette technique pourra nous éviter de devoir implanter un mécanisme d'adaptation, contrairement à la structure de commande PI qui est très sensible aux variations des paramètres du système et/ou les performances du système se dégradent à chaque fois qu'on s'éloigne du point de fonctionnement pour lequel les paramètres de régulation ont

été calculés, ce qui complique d'avantage le choix de ces paramètres.

b) Coût et implantation pratique

La structure de commande PI présente cependant l'avantage d'être beaucoup plus simple à implanter à coût très bas. Contrairement à la structure de commande optimale qui exige un micro-contrôleur très rapide pour pouvoir réaliser la commande en temps réel et dont le coût est relativement élevé.

Donc, dépendamment du domaine d'application et des performances souhaitées, on peut justifier l'emploi de l'une ou l'autre des deux structures de commande.

II-5 CONCLUSION

Dans cette section nous avons étudié différentes lois de commande de vitesse du moteur à induction triphasé en particulier la commande PI et la commande optimale au sens d'un critère quadratique. Une étude comparative entre ces deux lois de commande a été présentée.

Il faut souligner que la structure de commande par retour d'état, optimale au sens d'un critère quadratique permet d'obtenir des résultats beaucoup plus performants que la structure de commande PI.

Cependant, l'implantation de cette loi de commande demande des systèmes de commande beaucoup plus sophistiqués qui assurent le calcul en temps réel de tous les paramètres de commande.

La structure de commande PI est relativement simple mais, à cause de la complexité et la dimension du système à commander

(convertisseur- machine), elle assure une commande relativement moins précise et moins flexible.

CHAPITRE III

REALISATION PRATIQUE DU PROTOTYPE

III-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, une description des différentes étapes de réalisation du système étudié dans les deux chapitres précédents, sera présentée.

Les circuits réalisés au laboratoire d'électronique industrielle ainsi que les résultats obtenus seront présentés.

Une approche systématique nous a permis de suivre consécutivement les différentes étapes de la réalisation. En effet, la réalisation du système d'entraînement à vitesse variable de la machine asynchrone alimentée en courant comporte trois étapes.

La première étape consiste à réaliser la source de courant continu à l'aide d'un pont de Graëtz triphasé à base de six thyristors fonctionnant en redresseur, d'une bobine de lissage et d'une boucle de régulation de courant.

La deuxième étape consiste à réaliser un commutateur de courant à base de GTO à récupération d'énergie et commutation simultanée. Ce commutateur est mis en cascade avec la source de courant continu pour former un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu.

La troisième étape consiste à implanter la loi de commande du

flux (commande courant glissement) ainsi que le régulateur de vitesse.

III-2 REALISATION DE LA SOURCE DE COURANT CONTINU

La réalisation, à partir du réseau, d'une source de courants triphasés à amplitude et fréquence variables, est divisée en deux étapes (section I-3-2). La première étape est la réalisation de la source de courant continu. Celle-ci est formée d'un redresseur commandé (pont triphasé à thyristors), d'une inductance de lissage et d'une boucle de régulation de courant, (figure 3.1).

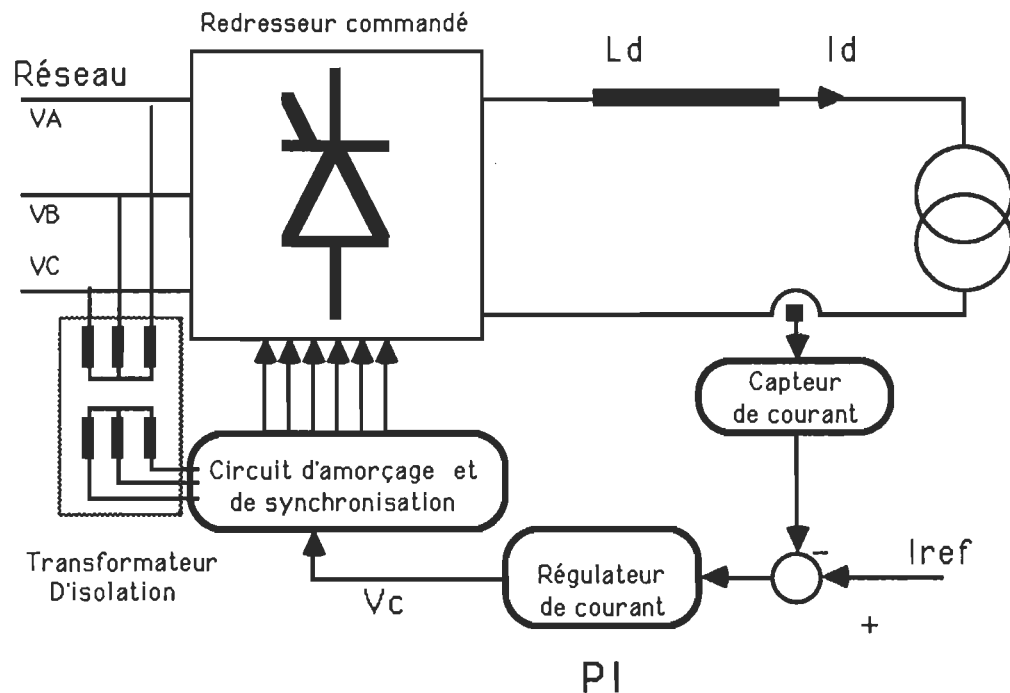


Figure 3.1. Source de courant continu

III-2-1 Pont de Graëtz triphasé à thyristors

Le schéma fonctionnel du pont est montré à la figure 3.2. Il permet le redressement du courant et de la tension du réseau. Ce pont

est constitué de six thyristors munis de leurs circuits d'aide à la commutation.

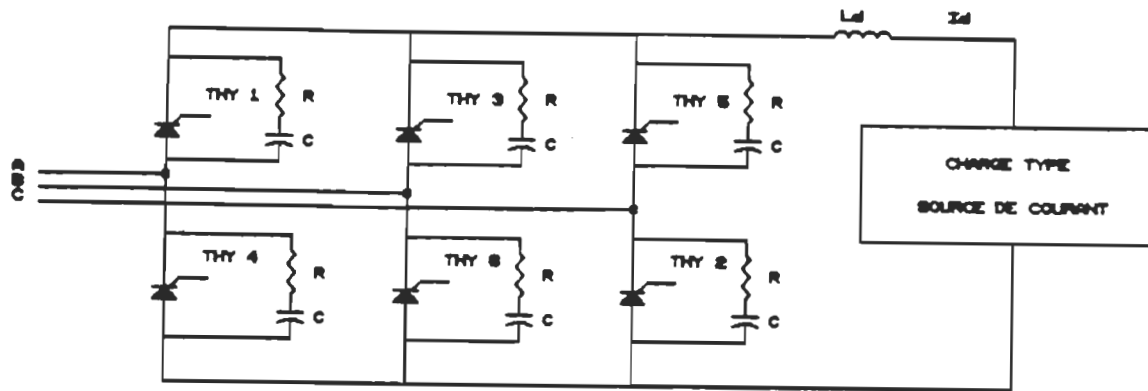


Figure 3.2. Schéma électrique du redresseur de courant

III-2-2 Circuit d'attaque de gâchette

L'amorçage des thyristors est synchronisé avec le réseau ce qui permet d'avoir une commutation naturelle des thyristors. La commande 120° est utilisée pour générer les six signaux des gâchettes, (figure 3.3). La figure 3.4 montre le schéma fonctionnel du circuit de commande et de synchronisation.

III-2-3 Capteur de courant

Le rôle du capteur de courant est de convertir le courant en un signal utilisable (tension continue 0-5V) et aussi d'isoler galvaniquement la puissance de la commande.

La résistance shunt parcourue par le courant I_d , donne à ses bornes une tension qui est prélevée par un amplificateur d'isolation.

A la sortie de l'amplificateur d'isolation, on filtre la tension mesurée à l'aide d'un filtre du premier ordre afin de réduire les ondulations 360 Hz dans le signal capté. Ainsi on obtient l'image de la valeur moyenne du courant. Le schéma du capteur de courant est montré à la figure 3.5 .

III-2-4 Régulateur de courant

Pour réaliser une source de courant, il est nécessaire d'incorporer une boucle de régulation afin d'assurer un courant constant qui ne dépend ni de la charge ni du réseau. Un régulateur du type proportionnel-intégral effectue adéquatement la tâche de régulation figure 3.6.

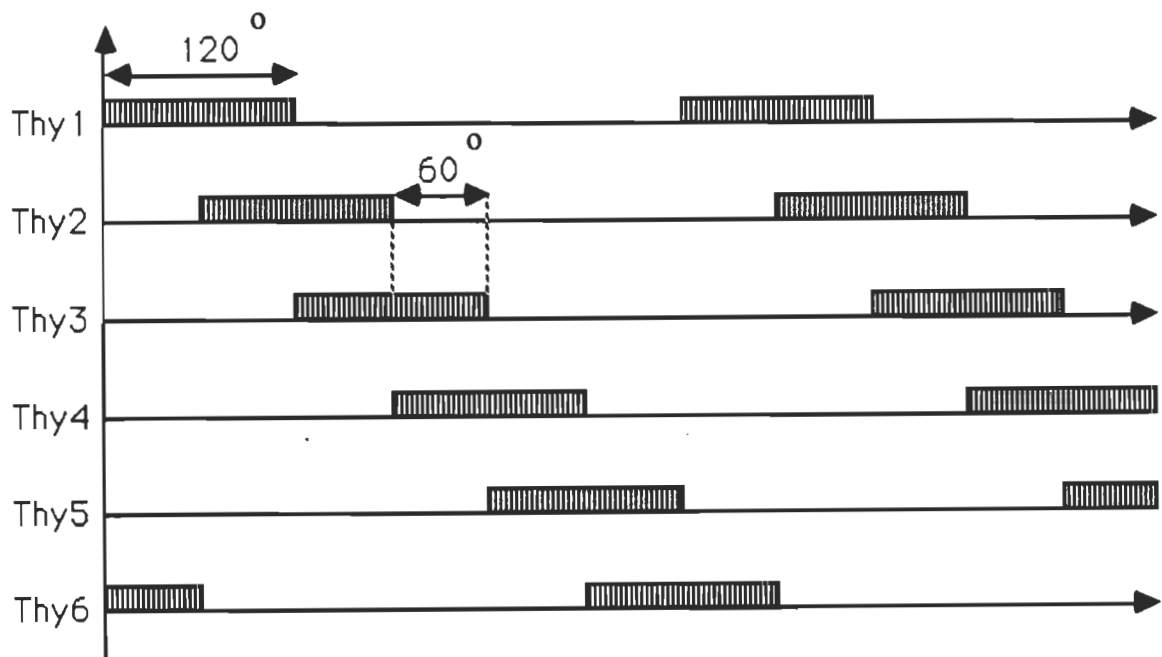
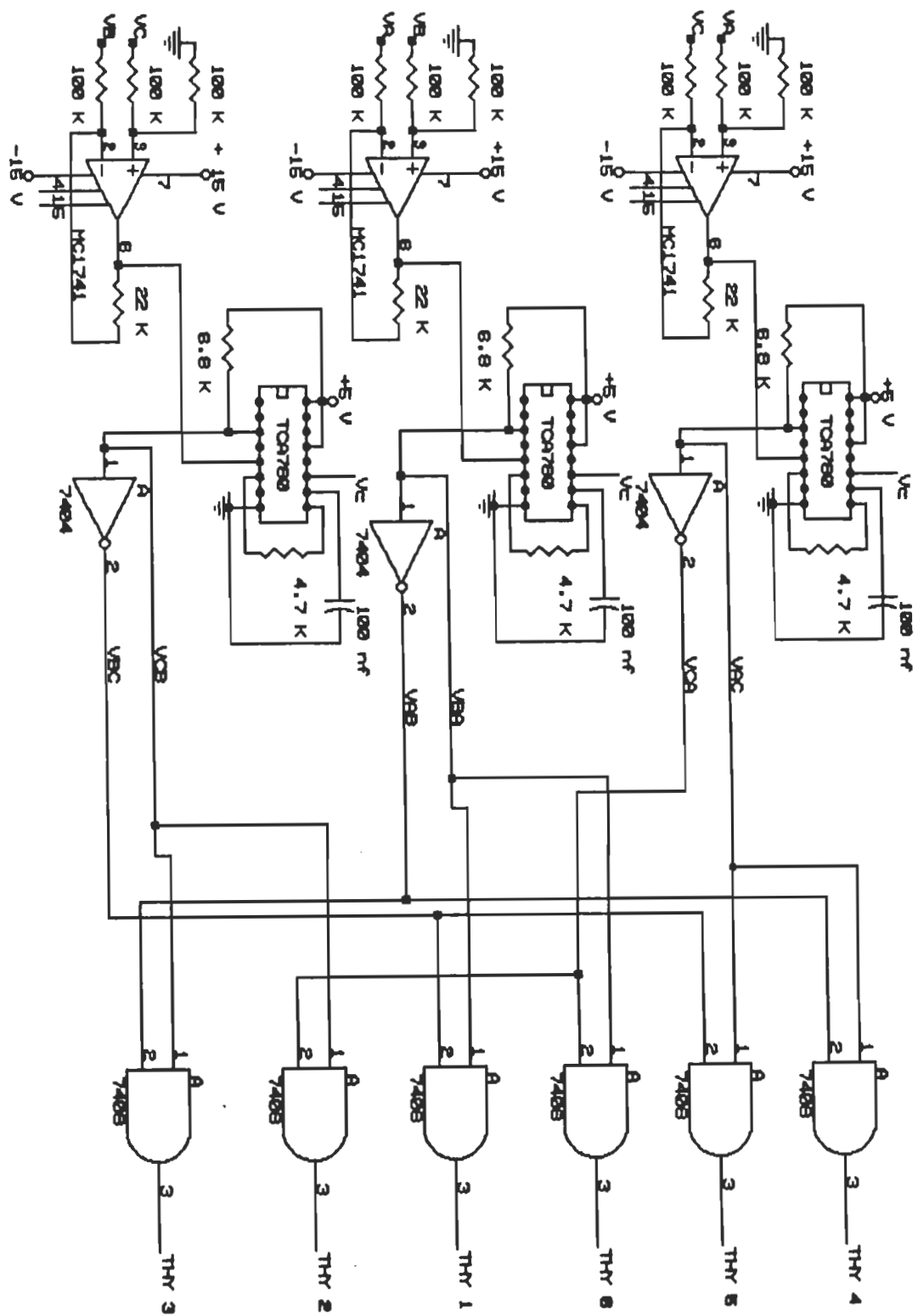
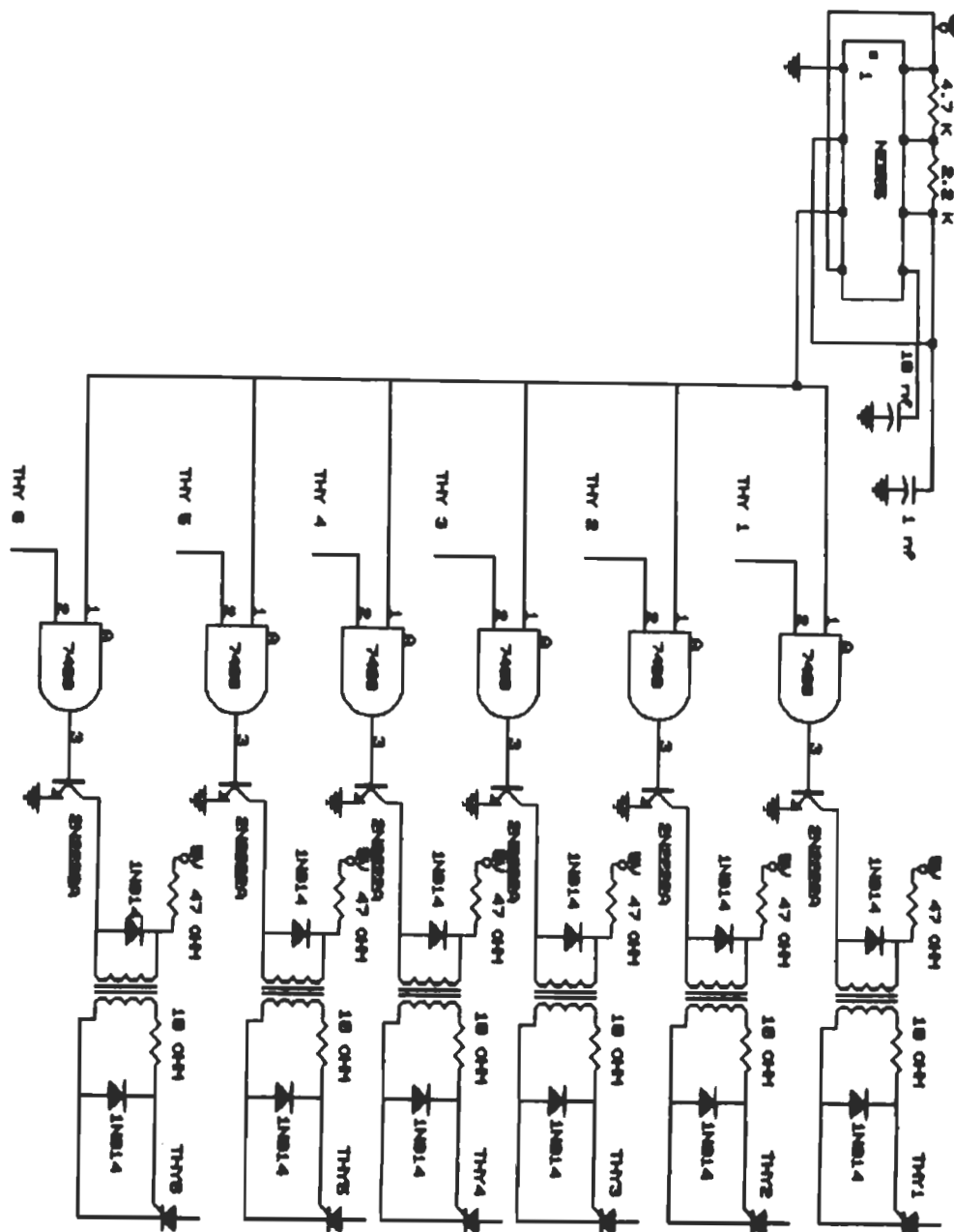


Figure 3.3. Signaux des gâchettes (commande 120°).



a) Circuit de synchronisation et génération des signaux d'amorçages



b) Circuit de hachage et d'amplification

Figure 3.4.(a),(b). Circuit de commande et de synchronisation pour le redresseur de courant.

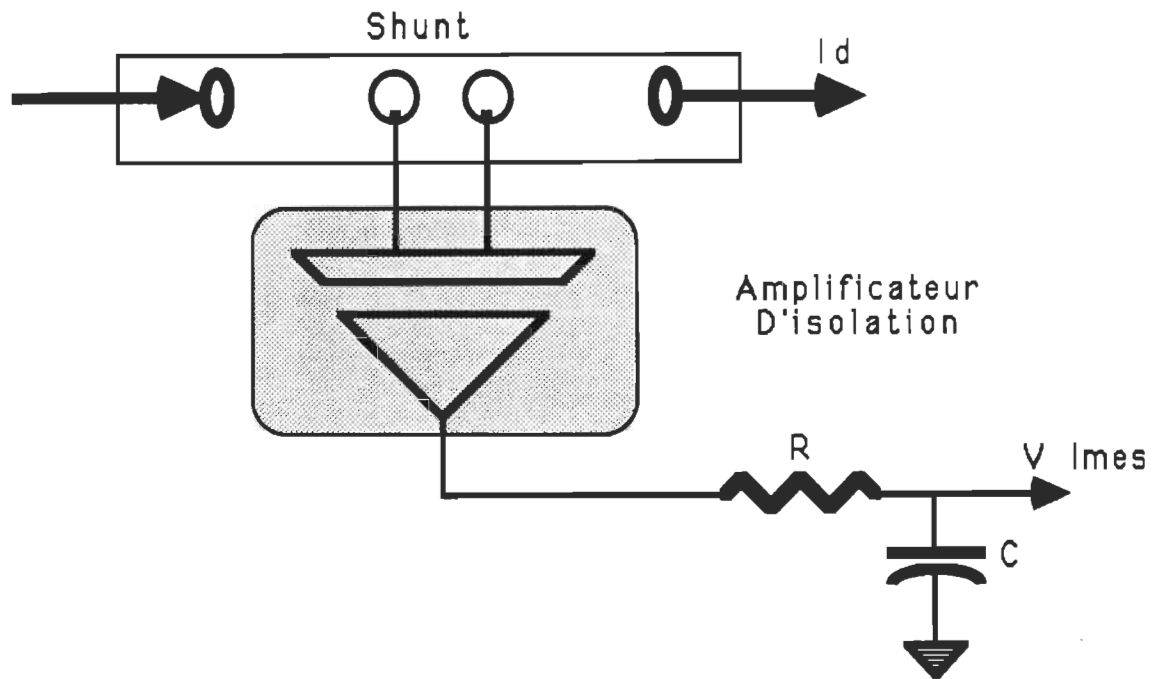


Figure 3.5. Schéma du capteur de courant

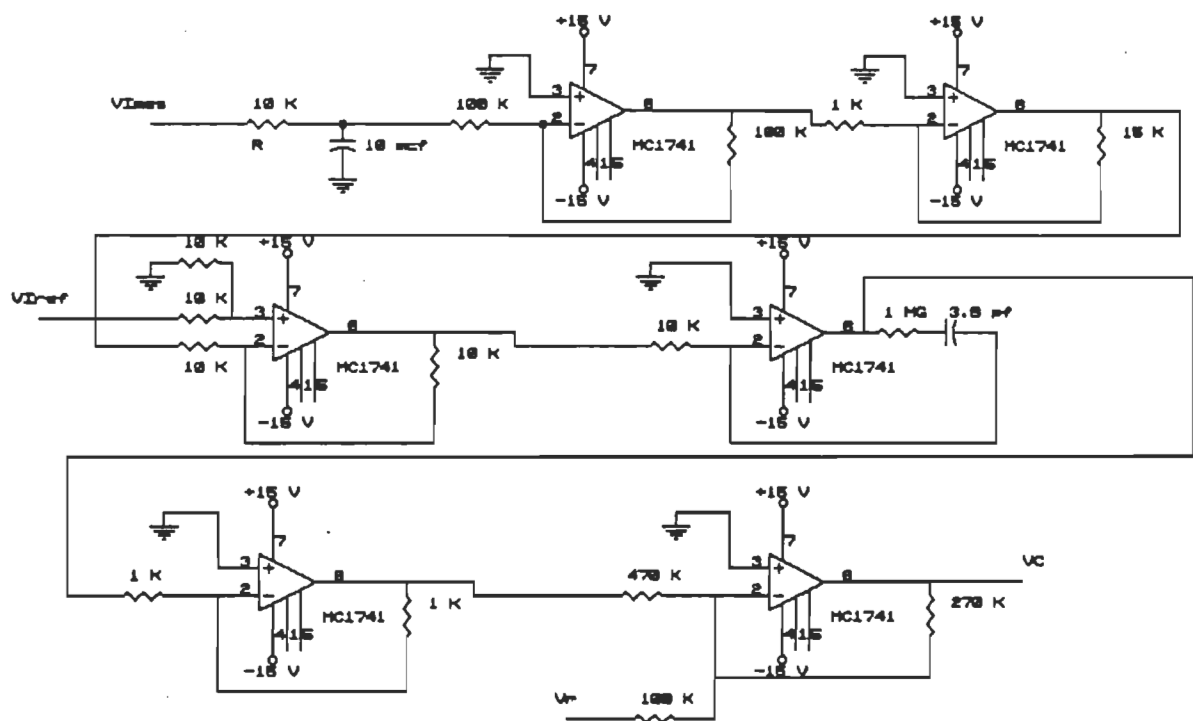


Figure 3.6. Circuit de régulation de courant.

III-2-5 Résultats expérimentaux

La figure 3.7 montre la tension aux bornes du thyristor Thy1 avec la tension de ligne du réseau (V_{AC}). On remarque bien le synchronisme de la commande avec le réseau.

La figure 3.8 montre le courant et la tension aux bornes du thyristor Thy1. Pendant la conduction la tension aux bornes de Thy1 est nulle. Cependant, cette tension suit les tensions de ligne pendant le blocage.

La figure 3.9 montre le signal de gâchette ainsi que le courant traversant Thy1.

La figure 3.10 montre la tension et le courant à la sortie du redresseur pour une charge (RL). On remarque bien l'ondulation du courant à la fréquence égale à 360 Hz. Cette ondulation s'explique du fait qu'on a un pont de Graëtz à six thyristors commandé avec la commande 120° .

Les réponses du régulateur de courant sont montrées aux figures 3.11.a et 3.11.b. La figure 3.11.a montre la réponse du régulateur à un échelon de consigne positif de la commande tandis que la figure 3.11.b montre la réponse à des échelons positifs ainsi que négatifs de la commande.

III-3 REALISATION D'UN COMMUTATEUR DE COURANT A GTO AVEC RECUPERATION D'ENERGIE ET COMMUTATION SIMULTANÉES

L'un des handicaps des onduleurs de courant à commutation forcée est causé par les hautes tensions produites pendant la commutation du

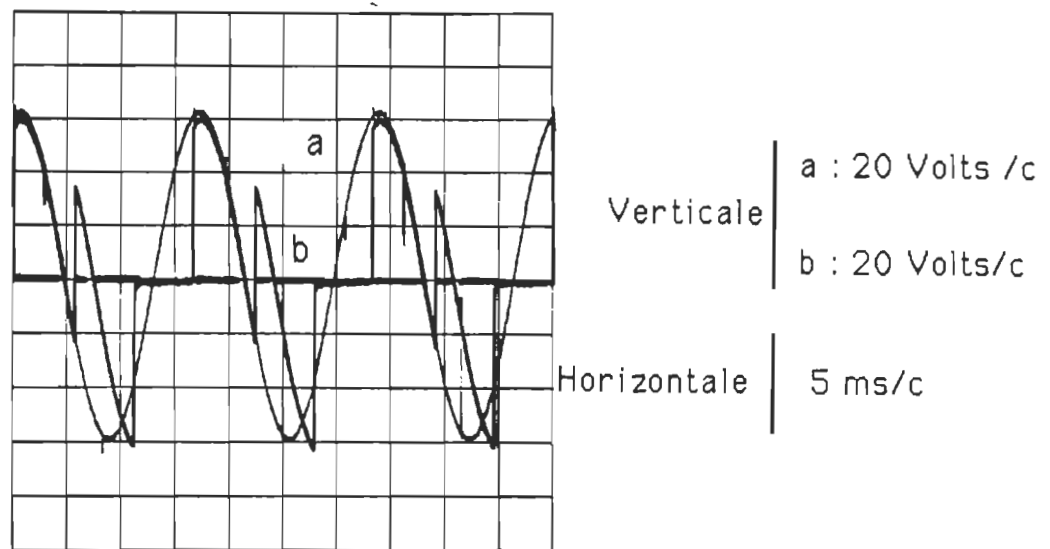


Figure 3.7. a: Tension de ligne V_{AC} b: Tension aux bornes de Thy1.

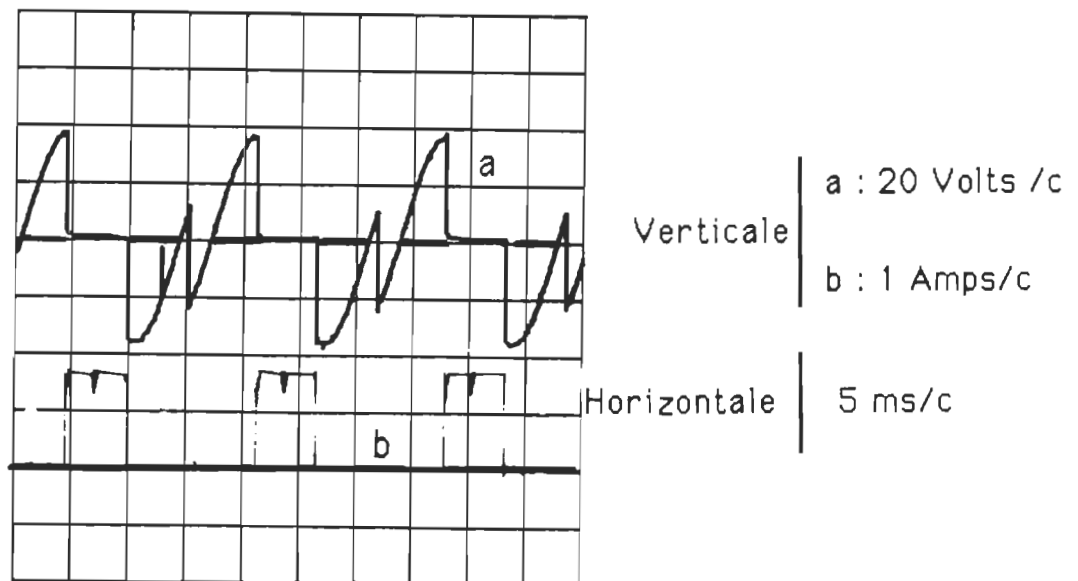


Figure 3.8. a: Tension aux bornes de Thy1 b: Courant dans Thy1.

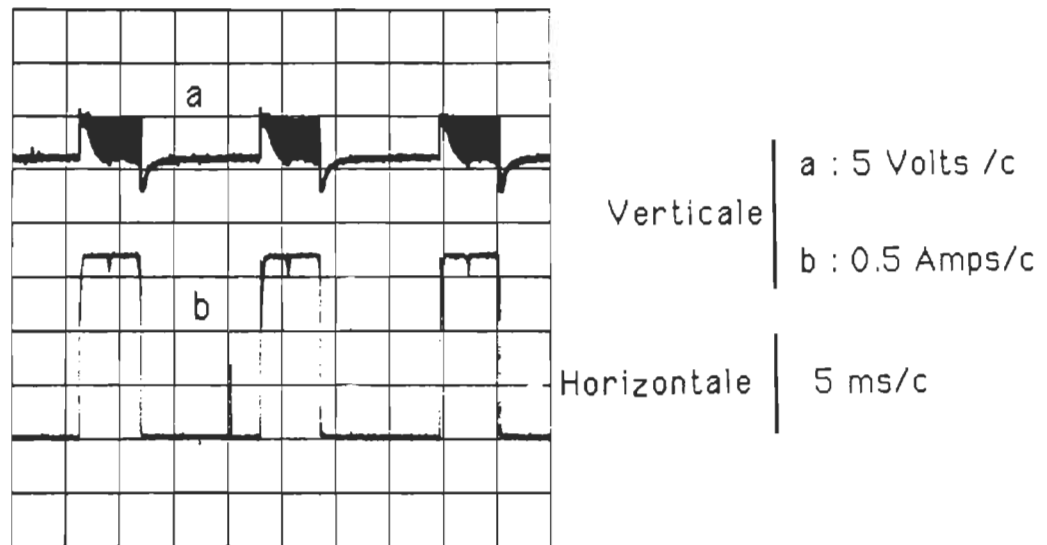


Figure 3.9. a: Signal de gâchette (Thy1) b: Courant dans Thy1.

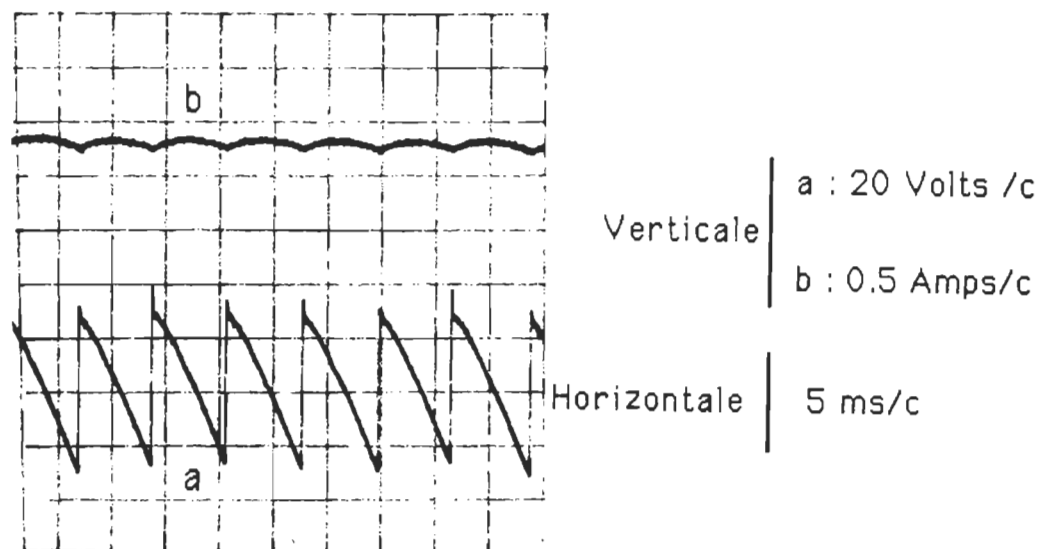
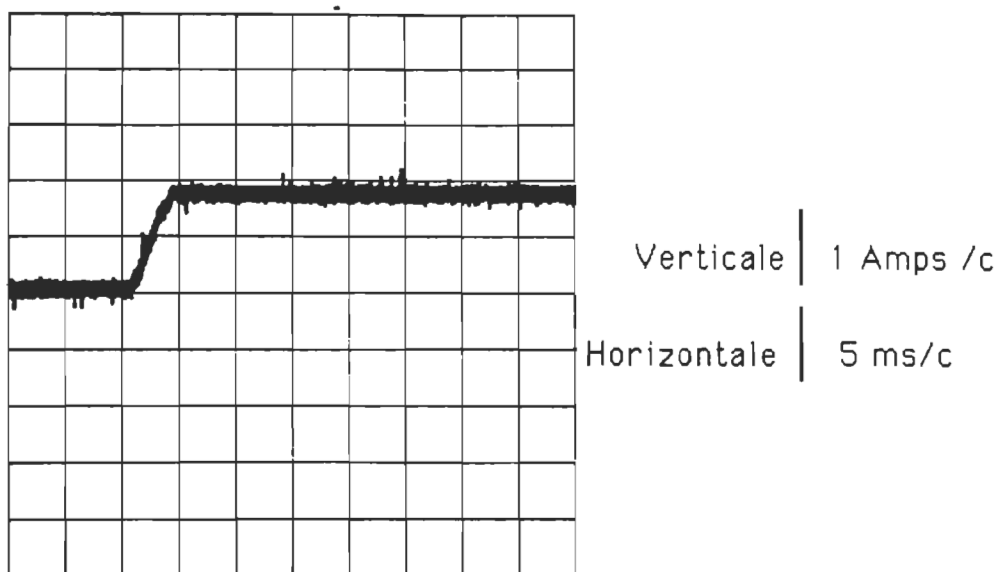
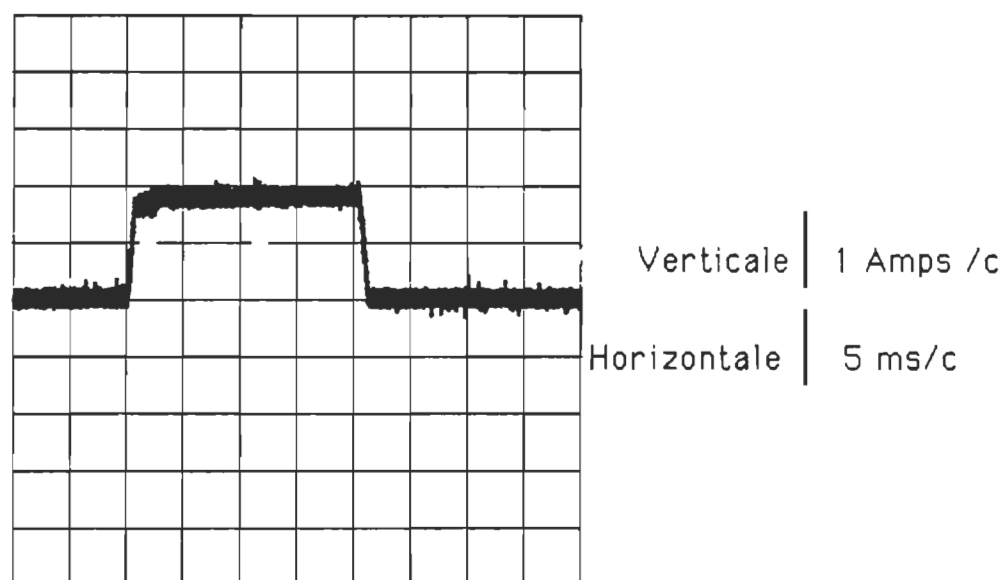


Figure 3.10. a: Tension à la sortie du redresseur b: Courant I_d .



(a). Réponse à un échelon positif



(b). Réponse à un échelon positif suivi d'un échelon négatif.

Figure 3.11. Réponse du courant à un échelon de consigne a: réponse à un échelon positif b: réponse à un échelon positif suivi d'un échelon négatif.

courant d'une phase à une autre et cela aux bornes des condensateurs de commutation. Ces hautes tensions peuvent détruire les interrupteurs et l'isolation du moteur.

Contrairement aux onduleurs de tension, le commutateur de courant n'utilise pas de diodes de retour. Puisque le courant dans ce dernier est unidirectionnel et qu'il n'existe pas de diodes de retour, l'énergie emmagasinée dans la charge(moteur) n'a aucun chemin de retour vers le lien C.C, la source ou les enroulements de la machine. Donc, cette énergie sera emmagasinée dans les condensateurs de commutation qui seront chargés par la tension induite de la charge ainsi que l'énergie emmagasinée dans les inductances de la machine.

Cela pose beaucoup de contraintes sur le dimensionnement des condensateurs de commutation qui doivent être calculés de telle façon que la tension aux bornes des interrupteurs ne dépasse jamais la limite supérieure (VFOM) indiquée par le fabricant.

Pour des inductances et des courants de charge élevés, il faut choisir des valeurs de capacité très grandes, ce qui limite considérablement la plage de fréquences, puisque le temps de commutation devient considérable. Sans circuit de limitation, on a des caractéristiques défavorables qui sont les suivantes:

- De grandes valeurs de capacité, des condensateurs à haute tension.
- Des interrupteurs à haute tension.
- Des surtensions considérables aux bornes du moteur.
- Une plage de fréquences limitée.

Donc, pour remédier à ces problèmes, nous avons réalisé un

commutateur de courant à base de GTO, éliminant ainsi les capacités de commutation, et un circuit de limitation de surtensions qui est l'équivalent d'un réservoir auxiliaire dans lequel une partie de l'énergie est déviée puis évacuée dans les enroulements de la machine.

L'évacuation de l'énergie se fait pendant la commutation d'où le nom récupération et commutation simultanées.

III-3-1 Configuration

Le commutateur à GTO constitue le circuit principal, tandis que le circuit auxiliaire (circuit de limitation des surtensions) est formé d'un pont de diodes triphasé, d'un condensateur de limitation et d'un pont triphasé à thyristors. La figure 3.12 montre le schéma fonctionnel de l'ensemble.

La commande du pont de thyristors auxiliaire est synchronisée avec celle du commutateur à GTO. Ce synchronisme permet l'évacuation de l'énergie pendant la commutation.

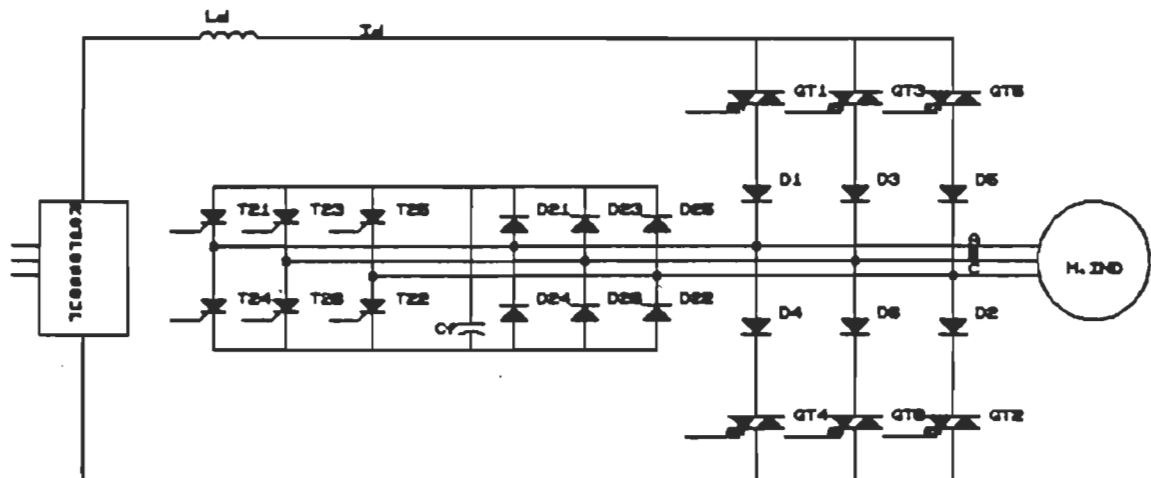


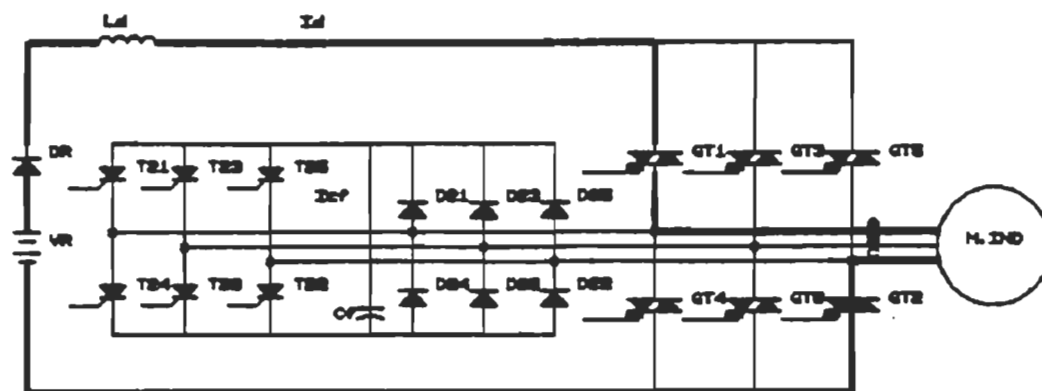
Figure 3.12. Commutateur de courant à récupération d'énergie et commutation simultanées

III-3-2 Séquences de fonctionnement

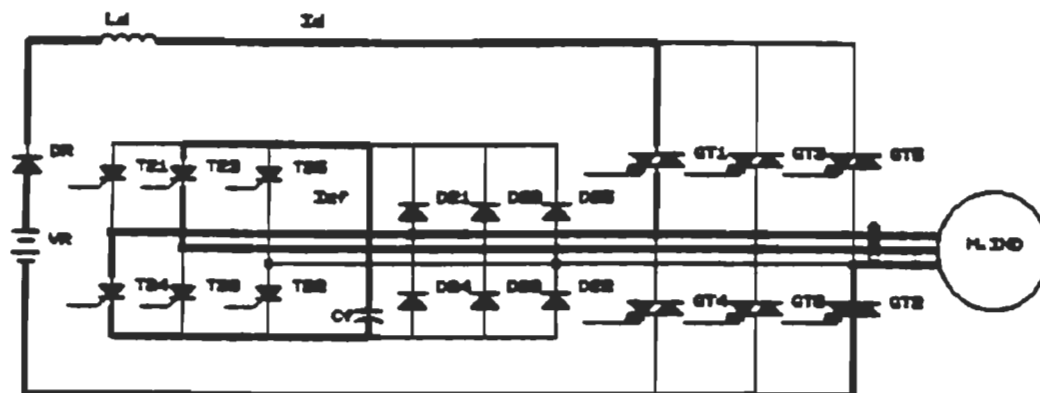
On distingue quatre séquences de fonctionnement. Dans la première séquence on suppose que GT_1 , D_1 , D_2 et GT_2 conduisent alimentant ainsi les phases A et C du moteur (figure 3.13.a).

La deuxième séquence commence avec l'amorçage des thyristors auxiliaires T_{23} et T_{24} . Cette séquence constitue la première étape de la commutation car le courant traversant $Gt1$ commence à devier de la phase A à la phase B (c.à.d le courant I_A diminue et le courant I_B augmente) à travers le condensateur de limitation C_f . Celui-ci se décharge et évacue une partie de son énergie dans les enroulements de la phase B du moteur (figure 3.13.b). Après une période η fixée par le circuit de commande, on envoie une commande pour amorcer GT_3 et bloquer GT_1 . A ce moment là la troisième séquence commence . Les thyristors auxiliaires T_{23} et T_{24} se bloquent automatiquement tandis que D_{23} et D_{24} conduisent et le courant traversant C_f change de sens (figure 3.13.c). Pendant cette séquence, C_f se charge à travers les phases A et B du moteur pour récupérer l'énergie emmagasinée dans les enroulements de la phase A. Pendant ces deux dernières séquences de la commutation, C_f se trouve aux bornes des phases A et B de la machine limitant ainsi les surtensions causées par la commutation. La troisième séquence prend fin lorsque le courant I_A s'annule et le courant I_B atteint la valeur I_d . En régime permanent la durée de cette séquence est approximativement égale à η . Ainsi, la commutation dure une période égale à 2η . La quatrième séquence commence quand GT_3 et GT_2 conduisent et que toute l'énergie stockée dans les enroulements de

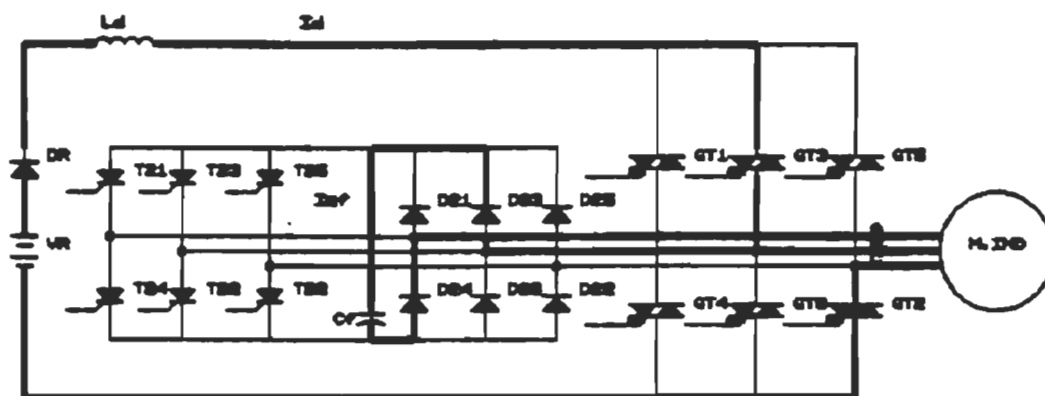
la machine est totalement évacuée (figure 3.13.d).



(a)



(b)



(c)

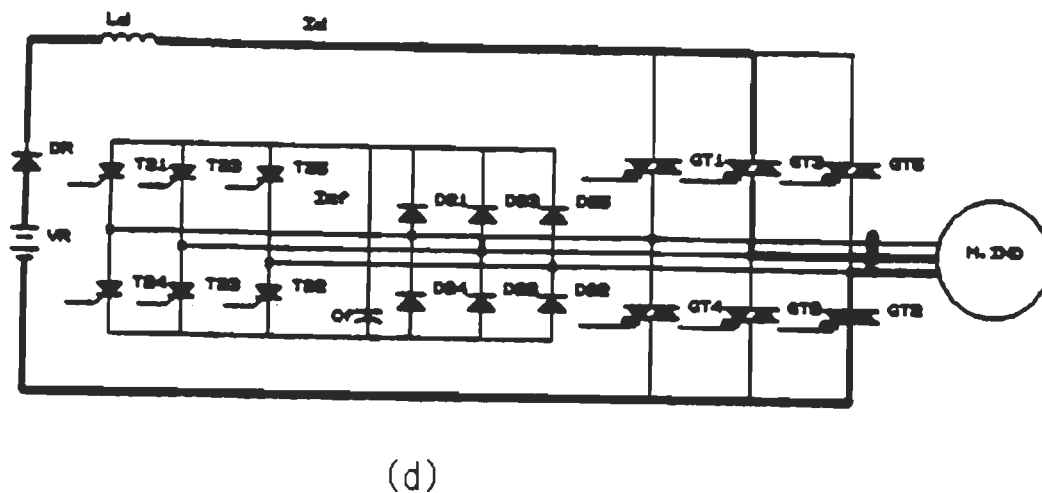


Figure 3.13.(a),(b),(c),(d). Séquences de fonctionnement.

III-3-3 Circuits de commande

a)- Circuit d'attaque de gâchette pour GTO

Les GTO sont commandés à l'amorçage ainsi qu'au blocage, pour cela on réalise un circuit d'attaque de gâchette qui permet une commande rapide à l'ouverture et à la fermeture du GTO. La figure 3.14 montre le schéma électrique du circuit.

b)- Circuit de commande et de synchronisation des ponts (GTO-THYRISTORS)

Le diagramme de temps requis pour assurer le synchronisme entre la commutation du courant dans le pont à GTO et l'évacuation de l'énergie emmagasinée dans les enroulements de la machine est montré à la figure 3.15 .

Pour pouvoir varier la fréquence des courants statoriques à partir

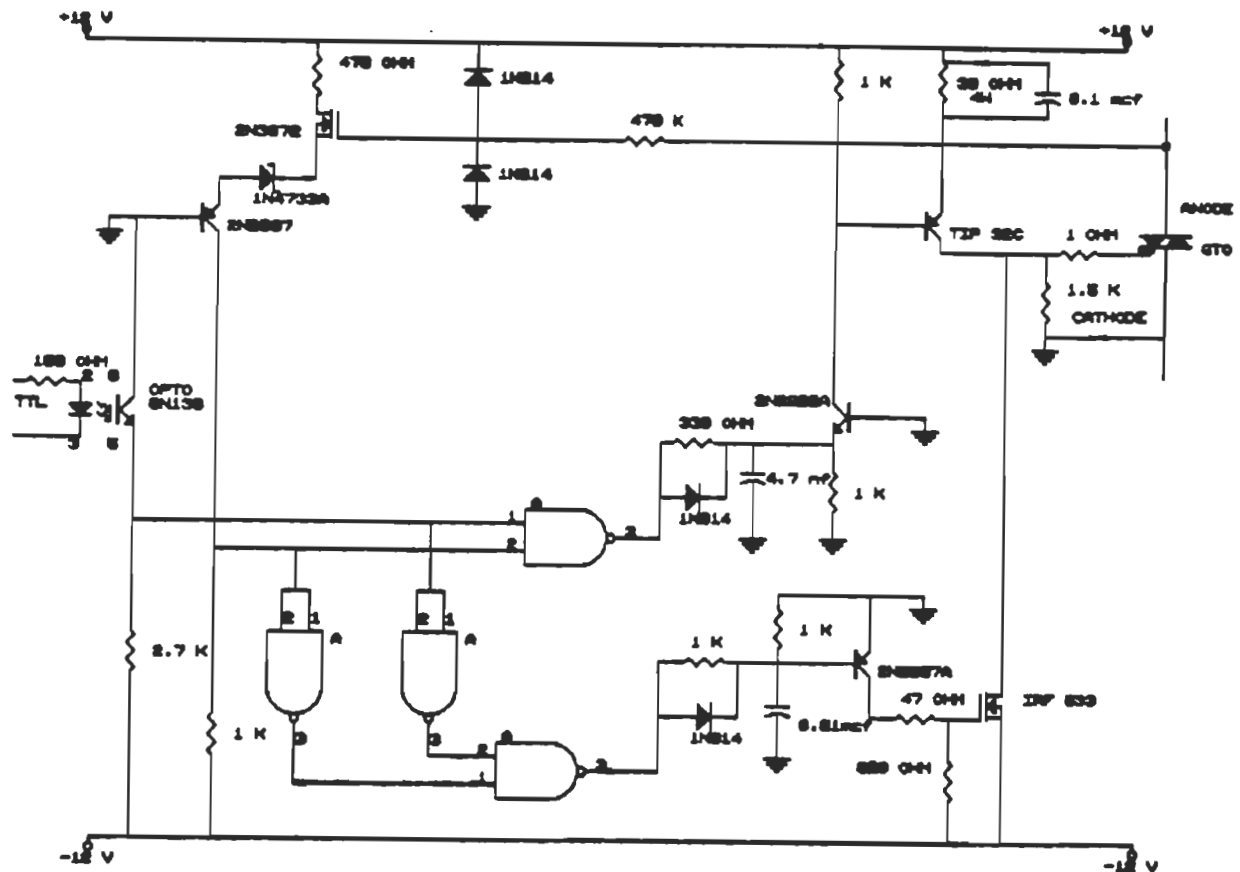


Figure 3.14. Circuit d'attaque de gâchette (GTO).

d'une simple tension de commande continue (VWs), on utilise un VCO qui permet la conversion de la tension continue en un signal carré de fréquence proportionnelle à la première. Ce signal est appliqué à un diviseur de fréquence qui, à son tour, génère trois signaux triphasés ainsi que leurs complémentaires. Une combinaison logique de ces signaux permet d'obtenir les six signaux de commande du pont principal à GTO (commande 120°). Ces signaux de commande sont appliqués à des circuits monostables afin d'obtenir les six signaux de commande destinés au pont auxiliaire par rapport auxquels ils sont synchronisés. Le schéma électrique du circuit de commande et de

synchronisation est montré à la figure 3.16.

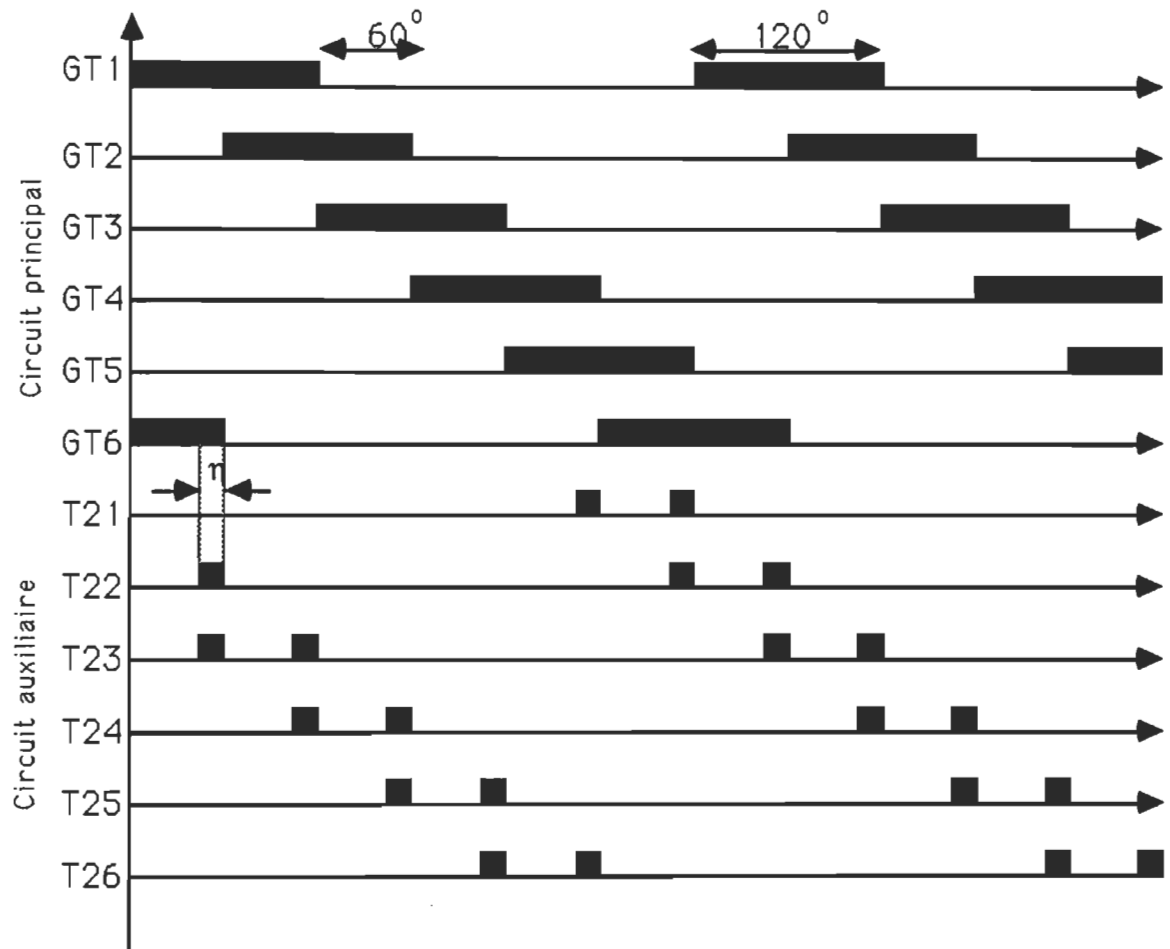


Figure 3.15. Signaux de commande et de synchronisation

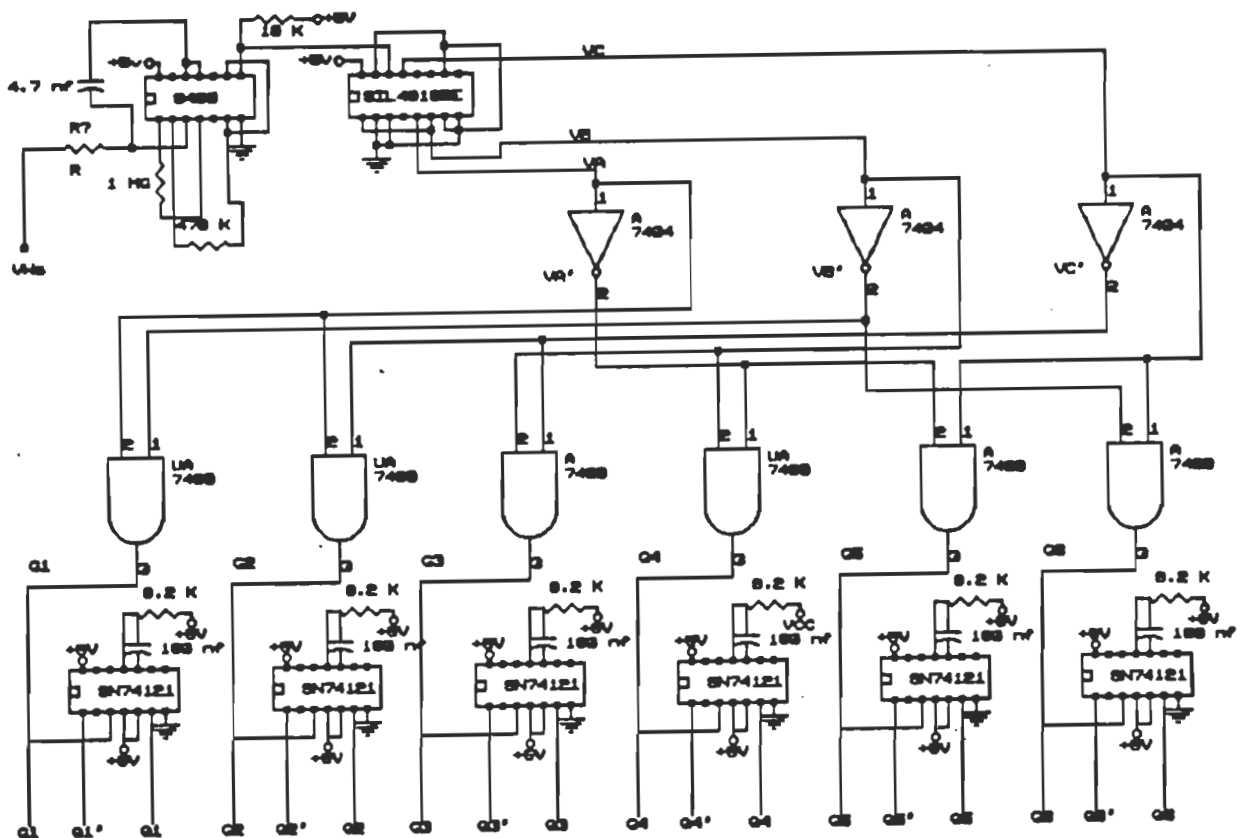
III-3-4 Résultats expérimentaux

La figure 3.17 montre la tension et le courant à l'entrée du commutateur de courant. La tension V_l subit une chute pendant le premier intervalle de la commutation et une élévation pendant le deuxième intervalle de commutation. La chute et la hausse de la tension représentent l'image des surtensions provoquées lors de la commutation. Ces surtensions, sont limitées grâce au condensateur C_f .

Le signal d'attaque de gâchette du GT1, appartenant au pont principal, ainsi que celui du thyristor T23, appartenant au pont auxiliaire, sont montrés à la figure 3.18. On peut observer le synchronisme entre les deux signaux ainsi que la durée (η) de conduction d'un thyristor auxiliaire fixée par les monostables utilisées dans le circuit de commande et de synchronisation, (figure 3.16).

La figure 3.19 montre le signal de gâchette appliqué au thyristor T23 ainsi le courant dans le condensateur de limitation Cf.

On observe bien la décharge de Cf pendant la conduction de T23 (premier intervalle de commutation) et charge brusque (inversement du sens de I_{cf}) pendant la conduction de la diode anti-parallèle D23 (deuxième intervalle de commutation).



(a)

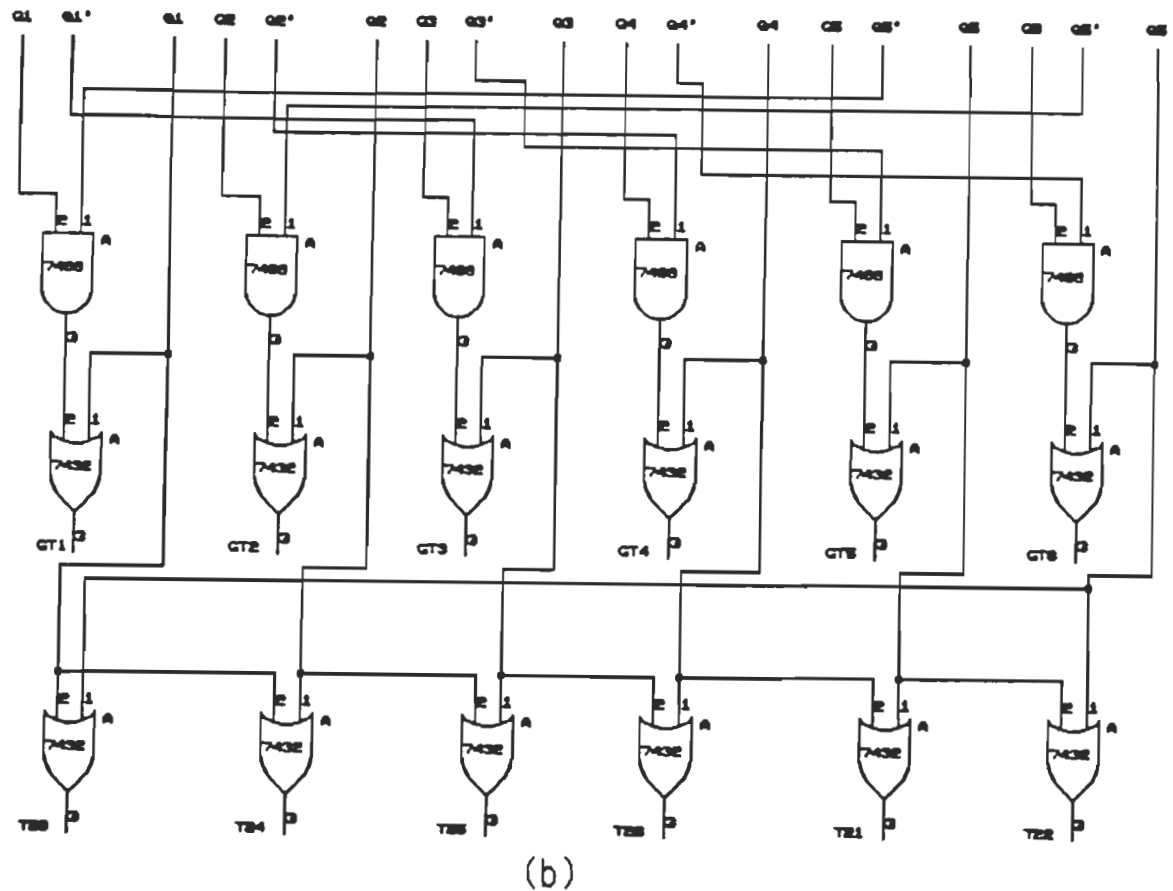


Figure 3.16.(a),(b). Circuit de commande et de synchronisation pour le commutateur de courant.

La figure 3.20 montre la tension de ligne statorique V_{AB} ainsi que le courant traversant le condensateur de limitation de surtensions. Le condensateur se charge et se décharge à chaque commutation du courant (c-a-d à chaque 60°), (figure 3.20.b). Cela a pour effet de diminuer considérablement les surtensions.

Nous présentons à la figure 3.21 la tension statorique V_{AB} et le courant dans la phase A du stator. On remarque bien que, grâce au circuit de limitation (circuit auxiliaire), la commutation du courant se

fait pendant un intervalle égale à 2η suffisant pour l'évacuation, pendant la commutation, de toute l'énergie emmagasinée dans les enroulements de la machine, concernées pendant la commutation.

La figure 3.22 montre les deux tensions de ligne statoriques V_{AB} et V_{AC} .

III-4 IMPLANTATION DE LA LOI DE COMMANDE PI

III-4-1 Capteur de vitesse

Un disque codé solidaire de l'arbre moteur tourne à l'intérieur d'un opto-coupleur dont les deux branches sont respectivement constituées d'une diode à infrarouge et d'un phototransistor au silicium (NPN). La lumière infrarouge émise par la diode est coupée au passage du disque codé. Cette lumière sert de courant de base du phototransistor, celui-ci se comporte alors comme un interrupteur statique et délivre un signal presque carré de fréquence f , (figure 3.23).

$$f = [N(\text{nombre de tours/min}) * n]/60$$

avec:

N : vitesse de rotation

n : nombre de dents de la roue.

Afin de constituer un signal parfaitement carré, on applique le signal de l'optocoupleur à un inverseur. La sortie de l'inverseur est appliquée à une bascule monostable(74LS121) qui permet de reproduire le même signal mais avec une largeur d'impulsion fixe et une fréquence variable, (figure 3.24).

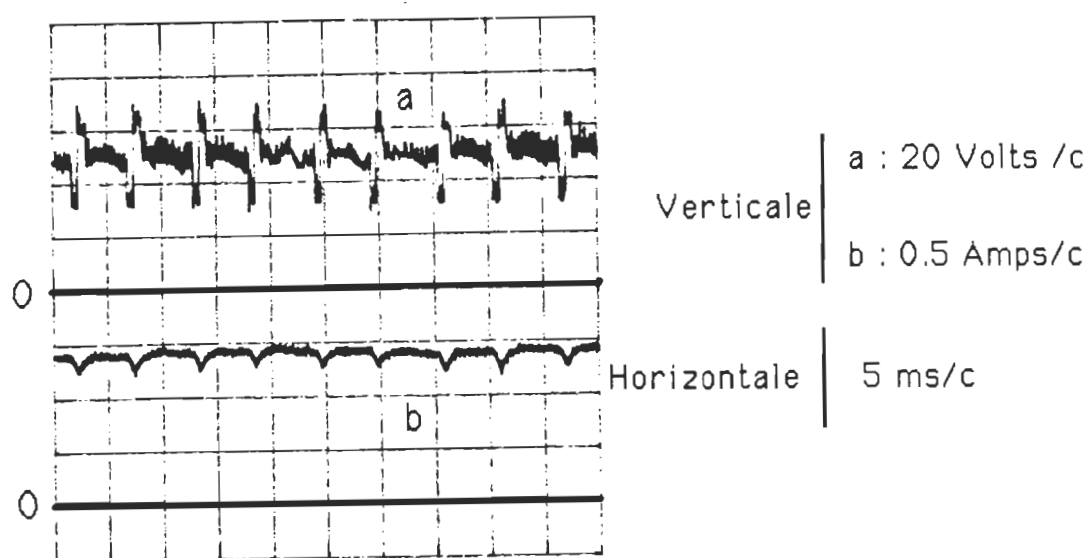


Figure 3.17. a: Tension à l'entrée du commutateur (VI) b: Courant à l'entrée du commutateur (Ic).

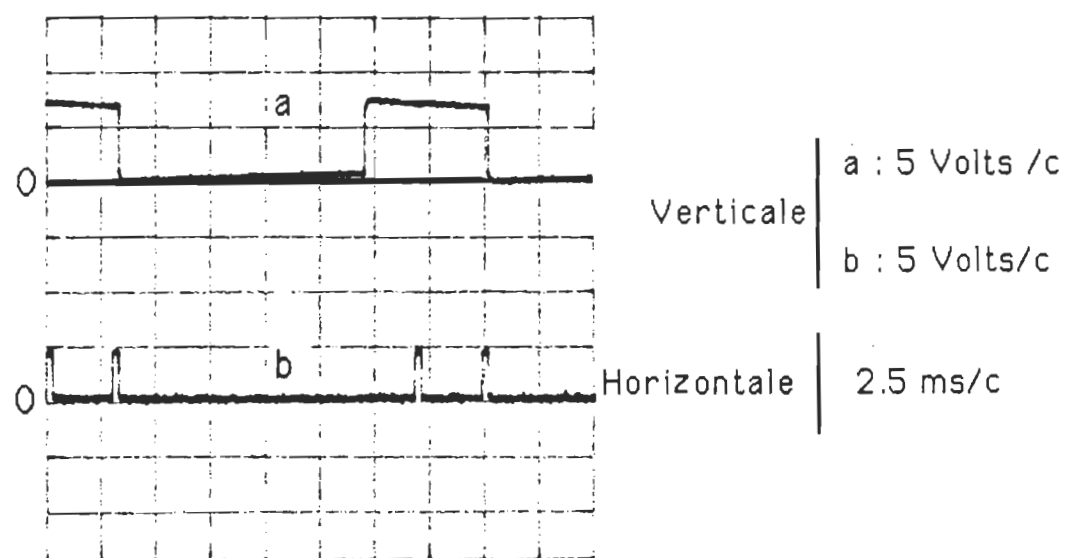


Figure 3.18. Signaux d'attaque de gâchette a: GTO b: Thyristor auxiliaire.

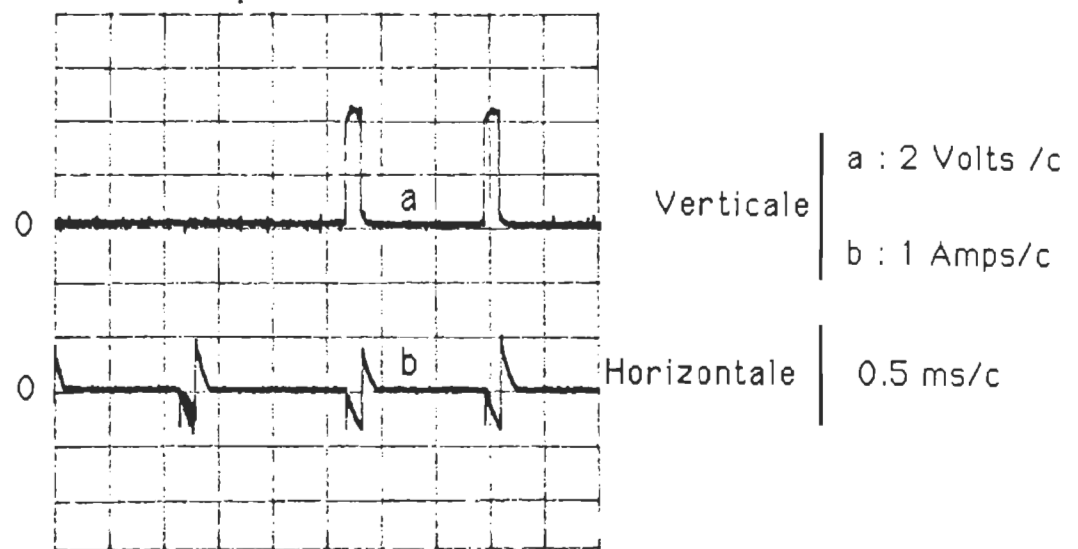


Figure 3.19. a: Signal d'attaque de gâchette pour Thy21 b: Courant I_{cf} .

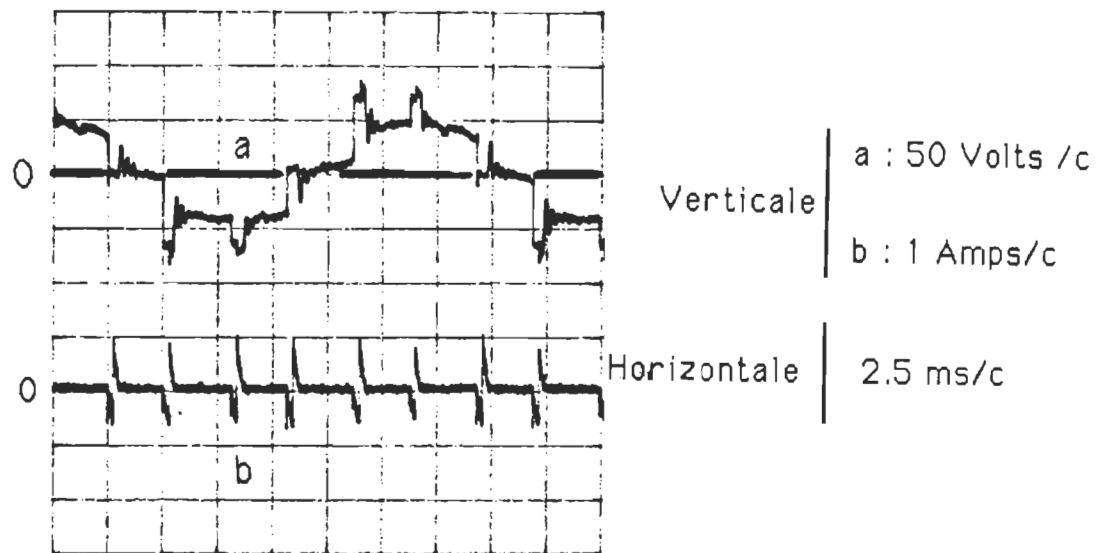


Figure 3.20. a: Tension de ligne statorique V_{AB} b: Courant I_{cf} .

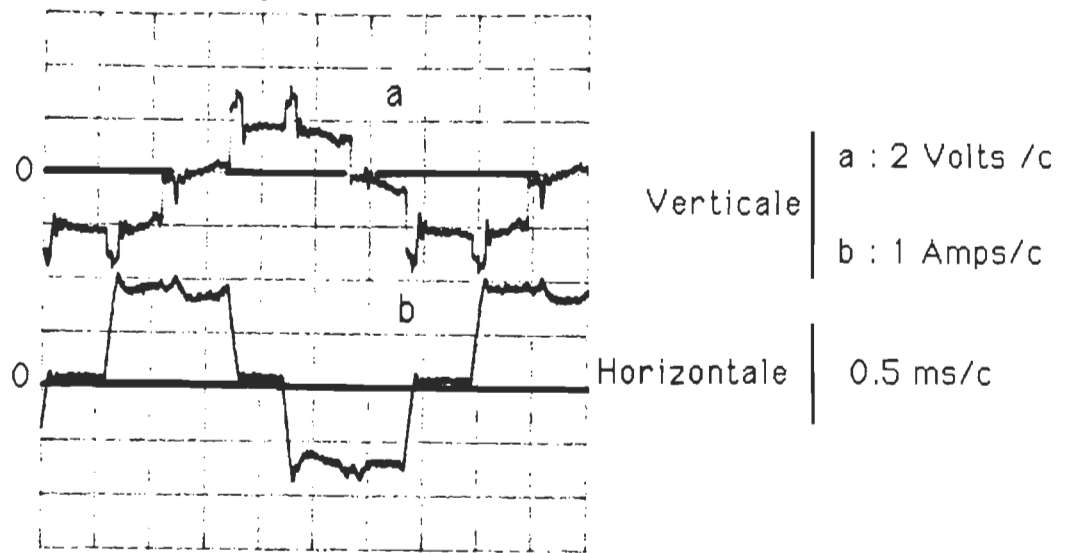


Figure 3.21. a: Tension de ligne statorique V_{AB} b: Courant dans la phase A.

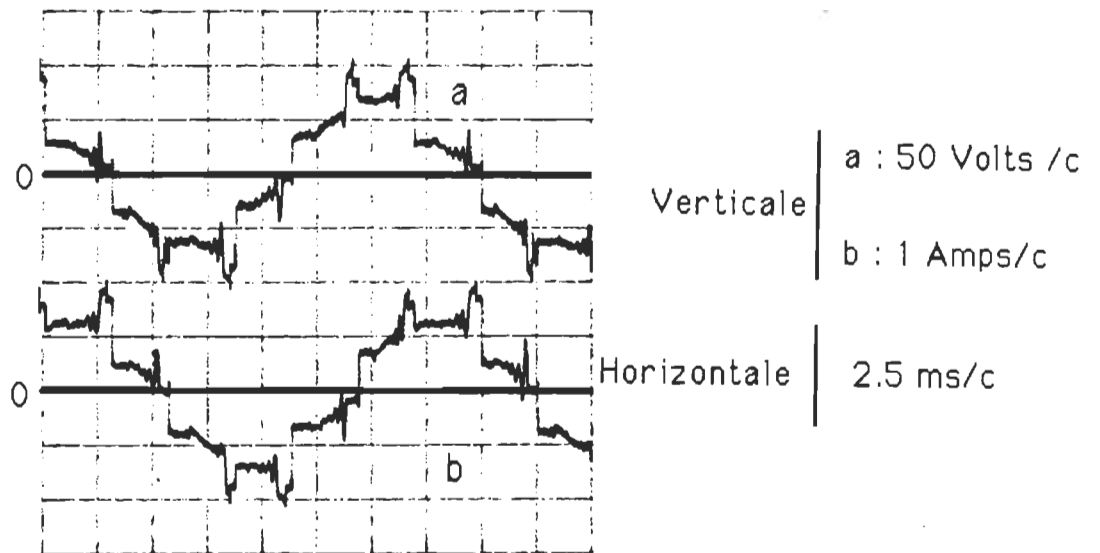


Figure 3.22. a: Tension de ligne statorique V_{AB} b: Tension de ligne statorique V_{AC} .

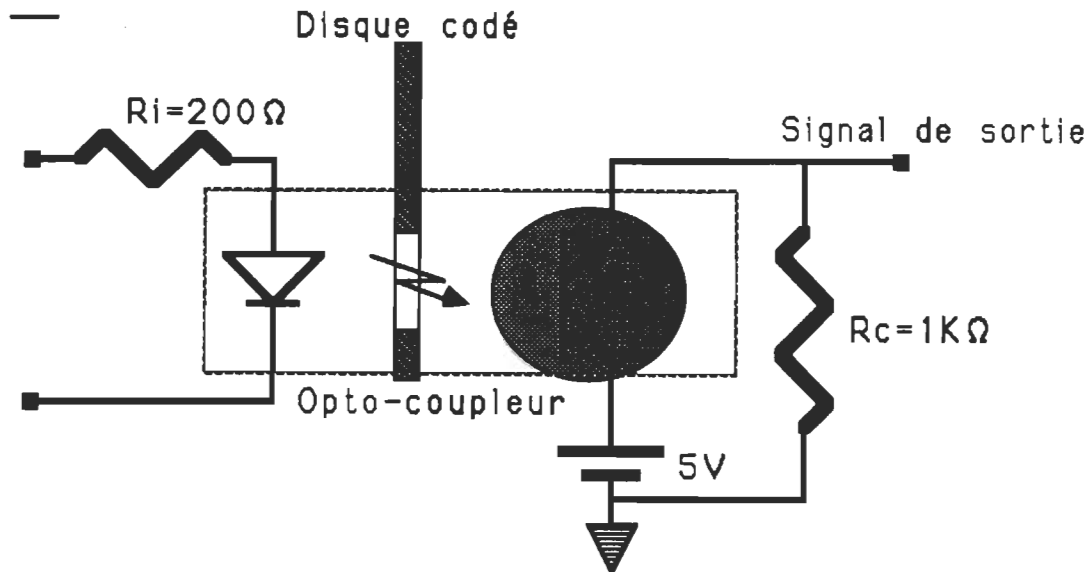


Figure 3.23. Capteur de vitesse

Pour avoir finalement une tension continue proportionnelle à la fréquence du signal du monostable donc à la vitesse de rotation du moteur, nous avons utilisé un filtre du premier ordre, (figure 3.24). Ainsi on réalise, à l'aide du monostable et du filtre, un convertisseur fréquence-tension. Le choix des éléments composant ce convertisseur est fait de façon à avoir un temps de réponse suffisamment court assurant ainsi une mesure précise et sans retard considérable.

III-4-2 Régulateur de vitesse

La vitesse du moteur est la variable principale. Sa référence est générée par un simple diviseur de tension variable. Cette tension de référence est comparée à celle délivrée par le capteur de vitesse (Vitesse mesurée). L'erreur obtenue est appliquée à un circuit régulateur proportionnel-intégral, (figure 3.24).



Figure 3.24. Circuit de régulation de vitesse

La sortie du proportionnel-intégral est à son tour appliquée à un limiteur (limiteur de glissement) pour donner la commande de glissement V_{Wsl} . Cette tension de commande est d'une part,

additionnée à la tension de sortie du capteur de vitesse pour donner la commande de la fréquence statorique ($W_s = W_{sl} + W_r$: équation propre au moteur asynchrone) et d'autre part appliquée au circuit de commande du flux.

III-4-3 Circuit de commande courant-glissement

La tension de commande du glissement est appliquée à un générateur de fonctions à partir duquel on génère la commande de courant adéquate pour un fonctionnement à flux constant (figure 3.25).

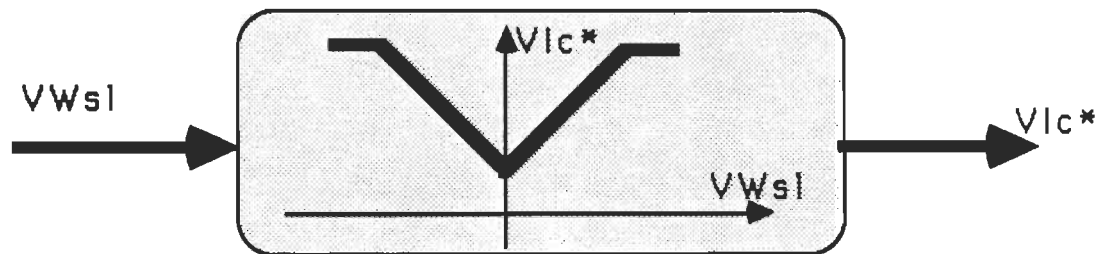


Figure 3.25. Schéma de principe du générateur de fonctions

Le schéma électrique du générateur de fonctions est montré à la figure 3.24.

III-4-4 Résultats expérimentaux

Nous avons implanté la structure de commande PI sur une machine asynchrone de puissance égale à 1/4 de hp.

Nous avons effectué des tests statiques et dynamiques sur la commande de vitesse en utilisant différentes combinaisons de paramètres de régulation tels que les gains proportionnel et intégral

(K_{pv} et K_{iv}) et la valeur limite du glissement.

a) Fonctionnement en mode asservissement

La limitation du glissement est essentielle pendant le démarrage du moteur. Sans limitation de glissement, le démarrage serait impossible car les grandeurs d'action seraient excessivement élevées ($W_s = W_{s(max)}$ et $I_d = I_{d(max)}$).

La figure 3.26 montre la réponse de la vitesse à un échelon de

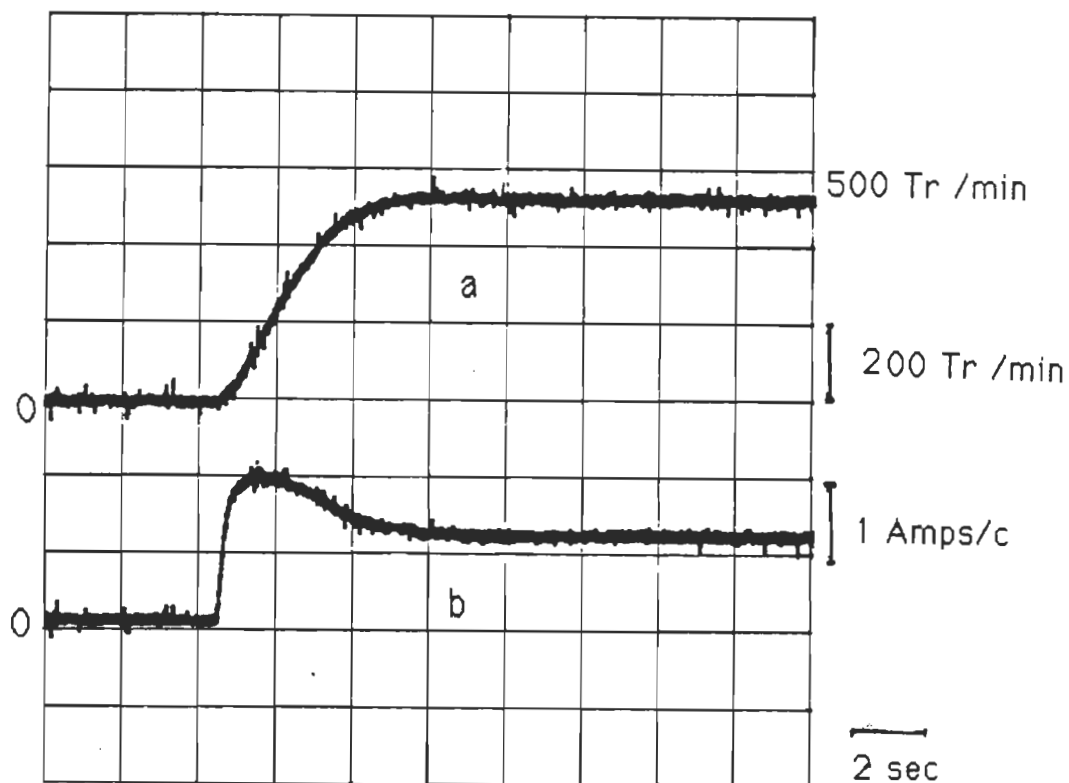


Figure 3.26. Réponse de la vitesse à un échelon de commande avec ($k_{pv}=1$ et $K_{iv}=0.5$). a:vitesse b:courant I_d .

commande de 500 tr/min obtenue avec les paramètres de régulation $K_{pv} = 1$ et $K_{iv} = 0.5$. Nous obtenons un temps de réponse, Tr , égal à 4 sec.

Nous pouvons remarquer la limitation de courant engendrée par la limitation de glissement grâce à la relation de proportionnalité établie entre le courant et le glissement ($I_d = K_{sl} W_{sl}$). Cette limitation a pour effet d'augmenter le temps de réponse de la commande.

Le choix des paramètres de régulation K_{pv} et K_{iv} influence le temps de réponse ainsi que le dépassement (figure 3.27).

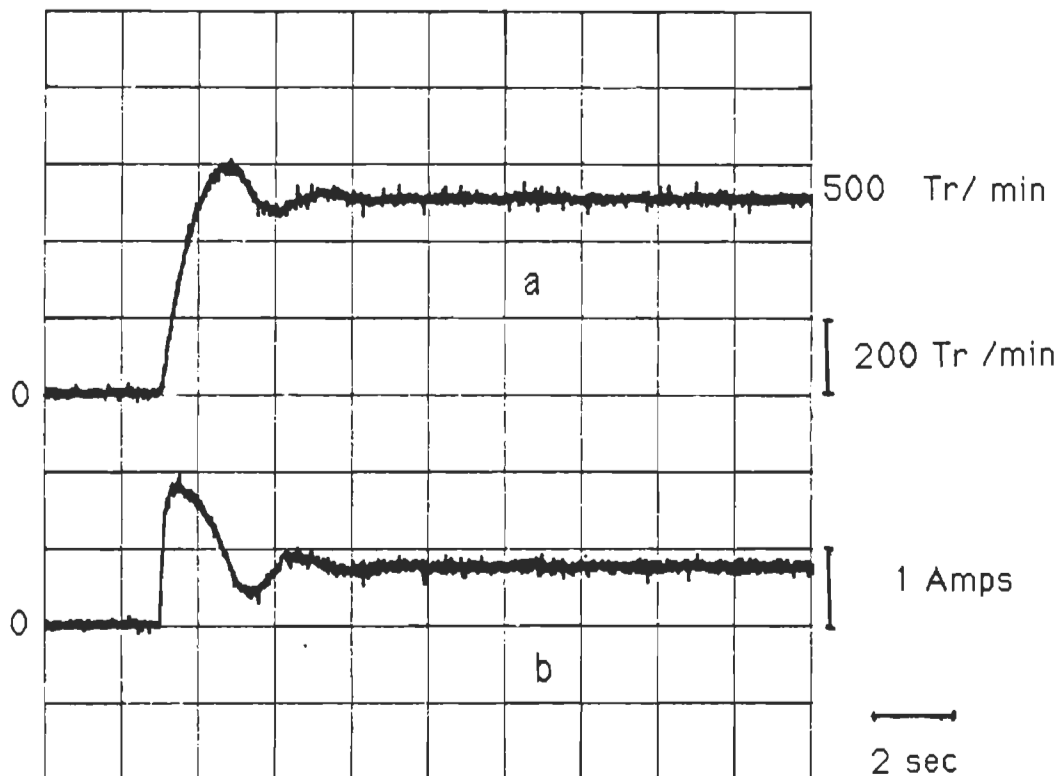


Figure 3.27. Réponse de la vitesse à un échelon de commande avec ($K_{pv}=1$ et $K_{iv}=1.5$). a: vitesse b:courant I_d .

✓

Pour vérifier cela, nous avons effectué un autre test en choisissant d'autres paramètres du régulateur PI.

La figure 3.27 montre la réponse de la vitesse à un échelon de commande de 500 tr/min obtenue avec $K_{pv} = 1$ et $K_{iv} = 1.5$.

On remarque que la réponse devient relativement plus rapide ($Tr = 3$ sec). Cependant, on obtient un dépassement de vitesse égale à 80 tr/min suivi d'une légère oscillation. Donc, plus le système est rapide, plus le dépassement est élevé et dans ce cas un compromis doit être effectué.

Nous présentons dans la figure 3.28 la réponse de la vitesse à un

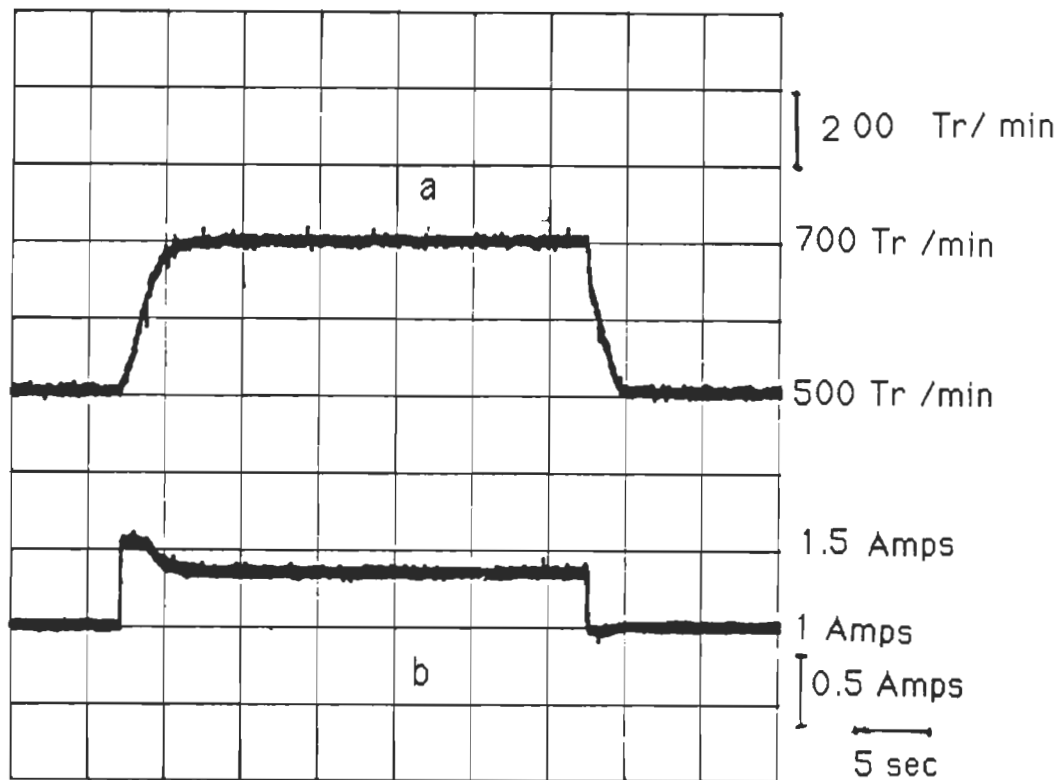


Figure 3.28. Réponse de vitesse à un échelon positif suivi par un échelon négatif de commande. a:vitesse d: courant I_d .

échelon positif suivi par un échelon négatif de la commande.

L'amplitude des échelons est égale à 200 tr/min. On montre aussi l'évolution du courant I_d suite aux deux échelons de commande.

b)- Fonctionnement en mode régulation

Nous présentons la réponse de la commande PI à une variation brusque de la résistance de charge de la machine synchrone. Cet essai simule un échelon du couple de charge appliqué à la machine asynchrone.

La figure 3.29 montre la réponse de la vitesse à une variation

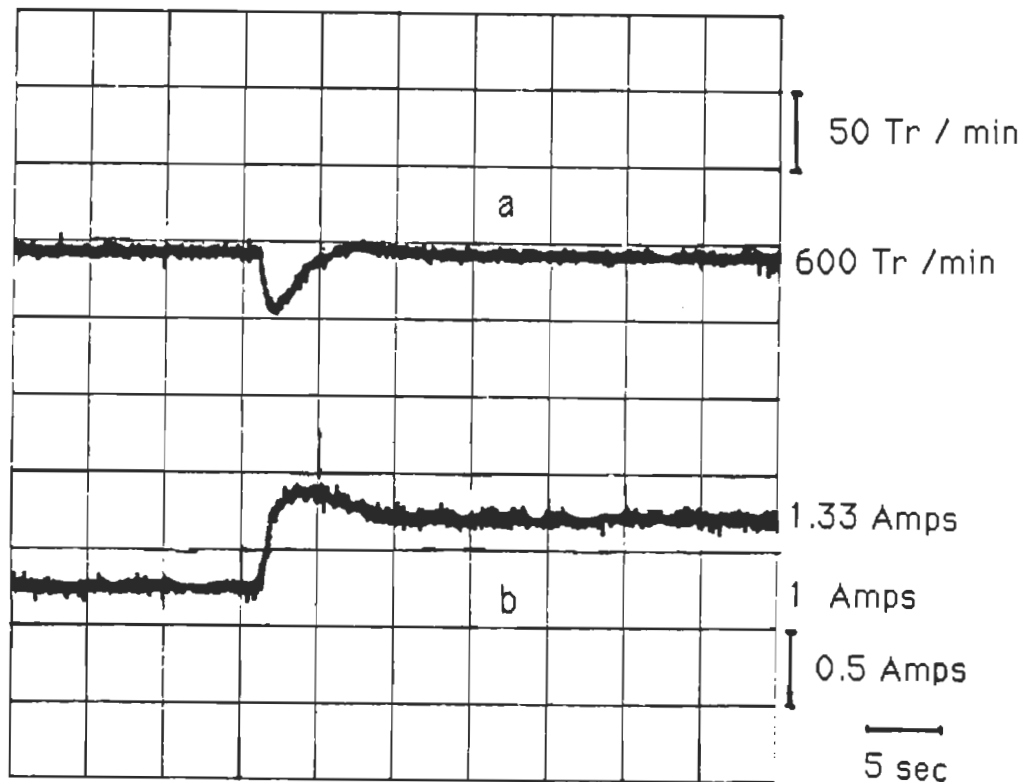


Figure 3.29. Réponse de la vitesse à une perturbation de la charge avec ($K_{pv}=1$ et $K_{iv}=0.5$). a: vitesse b: courant I_d .

brusque de la charge et où nous avons choisi comme paramètres de régulation les gains $K_{pV}=1$ et $K_{iV}=0.5$.

On remarque que, suite à la variation brusque de la charge, la vitesse subit une chute de 50 tr/min suivie d'un léger dépassement de 5 tr/min pour enfin regagner sa valeur initiale après un temps de réponse de 4 sec. Pendant ce temps, le courant I_d augmente rapidement pour se stabiliser à une valeur plus élevée permettant de maintenir la vitesse constante pendant la période de perturbation.

Nous avons effectué un deuxième essai où on a augmenté le gain intégral K_{iV} ($K_{iV}=1.5$). Nous avons obtenu la réponse montrée à la figure 3.30.

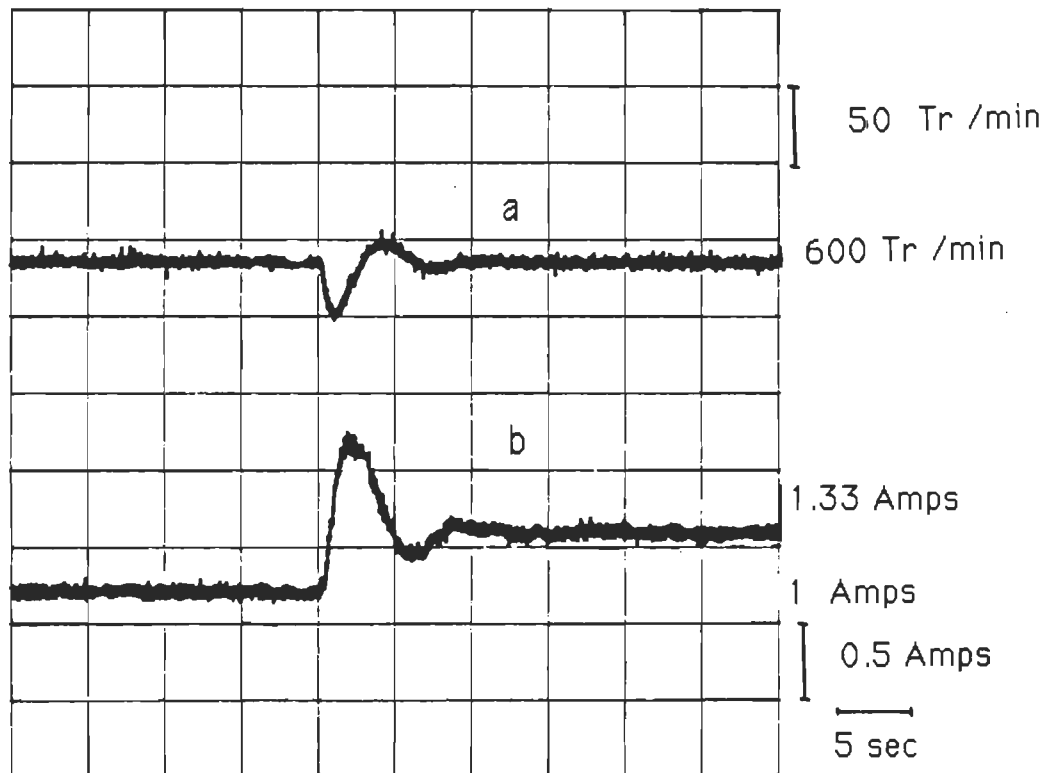


Figure 3.30. Réponse de la vitesse à une perturbation de la charge avec ($K_{pV}=1$ et $K_{iV}=1.5$). a:vitesse b: courant I_d .

On remarque que en augmentant le gain intégral, on obtient une réponse plus rapide. Cependant, on remarque un dépassement relativement plus élevé que celui obtenu au premier essai soit 80 tr/min et une petite oscillation. Le même phénomène est observé pour le courant d'alimentation I_d .

Comme dans le cas du fonctionnement en mode d'asservissement, les paramètres du régulateur de vitesse influencent grandement les performances de la commande pendant ce mode de fonctionnement.

III-5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes étapes de réalisation d'un entraînement à vitesse variable de la machine asynchrone alimentée en courant.

Nous avons étudié également l'implantation d'une structure de commande de vitesse utilisant un régulateur PI.

Finalement, nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus lors des essais réalisés au laboratoire d'électronique industrielle de L'Université du Québec à Trois-Rivières.

Il faut mentionner que des problèmes ont été rencontrés lors de la réalisation du montage. Cela est dû, d'une part aux problèmes typiques de la source de courant triphasée (limitation des surtensions) et à la complexité des circuits de commande et de régulation analogiques et d'autre part à la complexité du modèle convertisseur- machine (nombre élevé de variables de commande, nombre élevé des variables d'état et la forte non-linéarité du système).

A cause des problèmes de surtensions et de limitation en

puissance du convertisseur de fréquence (principalement au démarrage), réalisé au laboratoire, il été impossible d'utiliser la machine étudiée en simulation (puissance égale à 3 hp). La solution a été d'utiliser une machine de puissance plus faible soit 1/4 de hp afin de permettre la continuation de la partie, réalisation pratique.

Les résultats expérimentaux obtenus avec la petite machine sont comparables, qualitativement, à ceux obtenus en simulation.

Grâce à la simulation nous avons observé d'une part le comportement statique et dynamique du système où nous avons démontré la nécessité d'une commande à flux constant (loi de commande courant-glissement) et d'autre part, le fonctionnement de la loi de commande PI (particulièrement pendant le démarrage) où nous avons observé la réponse du régulateur et particulièrement le phénomène de limitation du courant et du glissement. Aussi , lors de la simulation nous avons observé les limites de cette loi de commande (sensibilité du système aux variations des paramètres de régulation). Ces observations sont présentes lors de la réalisation pratique.

L'implantation de la structure de commande, qui est relativement simple en théorie, serait beaucoup plus facile si elle était implantée sur un micro-processeur suffisamment rapide. Cela éliminerait les circuits de commande analogiques, qui sont très encombrants (problèmes de bruit, de calibrage ...) et rendrait la commande plus précise et plus flexible.

CONCLUSION

Le travail présenté dans ce mémoire portait sur différents aspects de l'entraînement et de la commande de vitesse d'une machine asynchrone alimentée en courant.

Cette étude a permis d'affronter un certain nombre de problèmes jusqu'alors reconnus comme difficultés principales pour une commande efficace et facile de ce genre machine.

L'étude détaillée de l'association machine-convertisseur a soulevé un des problèmes principaux qui est la modélisation. Un modèle dq, relativement simple est développé en utilisant la transformation de Park.

L'analyse approfondie des caractéristiques statiques du système a démontré la nécessité d'implanter une loi de commande du flux qui est la condition indispensable pour contrôler effectivement le couple électromagnétique, donc la vitesse de la machine. La commande optimale du flux, malgré son intérêt théorique énorme est difficilement envisageable en temps réel, d'où le choix de la commande à flux constant.

Différentes stratégies de commande de vitesse ont été traitées. En particulier la structure par retour d'état, optimale au sens d'un critère quadratique ainsi que la commande PI.

Les résultats théoriques que nous avons obtenu à travers de

nombreuses simulations de ces deux lois de commande ont démontré que l'application de la commande optimale sur un système d'entraînement à vitesse variable permet d'obtenir de meilleures performances vis-à-vis la commande PI.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. L. Macdonald and P. C. Sen, Control loop study of induction motor drives using dq model, IEEE. Ind. Appl. Society. Annual Meeting, P 897-903, 1978.
- [2] Sato,N., and Sawaki,N., Steady-state and stability analysis of induction motor driven by current source inverter, IEEE.Ind. Appl. Society Annual Meeting, p. 814, 1976.
- [3] J. Lesenne. , F. Notelet, G. Segulier, Introduction à l'électrotechnique approfondie, Technique et documentation, Paris, 1981.
- [4] S. B. Dewan, G. R. Slemon , A. Stranghen, Power semiconductor drives, John Wiley and Sons.
- [5] G.K.Heung, K.S.Seung and H.P.Min, Optimal efficiency drive of a current source inverter fed induction motor by flux control, IEEE.Ind.Appl.society, Vol.IA-20,Nov/Dec,1984.
- [6] H.Bühler, Electronique de puissance, Dunod, Georgi, 1981.
- [7] A.Sévigny, Electrotechnique des machines II, Notes de cours, U.Q.T.R.
- [8] Foulard, C.Gentil, S.Sandraz, J.P, Commande et régulation par calculateur numérique, Eyrolles, 1987.
- [9] T.A.Lipo, Simulation of a current source inverter drive, IEEE. Trans.Ind.Elec.Cont.Inst, Vol.IECI-26, No.2, May, 1979.
- [10] I.D.Landau et L.Dugard, Commande adaptative aspects pratiques

et théoriques, CNRS, Masson, Paris, 1986.

- [11] J.Zhang and T.H. Barton, Microprocessor based primary current control for cage induction motor drive, PESC. IEEE, 1987.
- [12] G.Mohsen, Commande optimale de vitesse d'une machine à courant continu, Mémoire de maîtrise en électronique industrielle, U.Q.T.R., 1989.
- [13] M.Y.D.Li, Etude comparative des lois de commande des machines asynchrones alimentées par onduleur de tension MLI
Réalisation d'une commande numérique de positionnement, Thèse de docteur, INPT, 1987.
- [14] H.Büler, Réglage échantillonnés, Volume 2, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [15] R.Prakash, S.V.Rao and F.J.Kern, Robust control of a CSI-Fed induction motor drive system, IEEE. Trans.Ind.Appl., IA-23, PP.610-616, July/Aug. 1987.
- [16] A.Sévigny, Electrotechnique approfondie des machines, Notes de cours, U.Q.T.R.

ANNEXE I**TABLEAU (I)**COMMANDE INDEPENDANTE DU COURANT ET DE LA FREQUENCE $H_1(s) = W_r/W_s$

	POLES	ZEROS	GAIN
POINT (A)	-14.7946 +82.2556i -14.7946 -82.2556i -5.5251 -0.6039 +19.0242i -0.6039 -19.0242i	-1.3316E+009- 6.9419E+005i 1.3316E+009+ 6.9419E+005i 49.4931 -65.8726i -5.5498 - 0.0000i 49.4931 +65.8726i	370.25
POINT (B) SYS INSTABLE	-8.8811 +81.7506i -8.8811 +81.7506i -11.1885 +20.3847i -11.1885 -20.3847i 3.8171	-3.4861E+007+ 3.4117E+009i 3.4861E+007- 3.4117E+009i 45.9871 -64.5209i 48.5310 - 0.0000i 45.9871 +64.5209i	46.6297
POINT (C)	-12.5017 +81.6516i -12.5017 -81.6516i -6.3798 -2.4694 +20.2587i -2.4694 -20.2587i	1.5418E+009- 1.7628E+005i -1.5418E+009+ 1.7628E+005i 1.1172 -82.3981i -6.3681 + 0.0000i 1.1172 +82.3981i	418.6360
POINT (D)	-11.2845 +81.6614i -11.2845 -81.6614i -6.3752 + 6.7517i -6.3752 - 6.7517i -1.0027	-1.2826E+009- 7.0854E+004i 1.2826E+009+ 7.0854E+004i -2.3983 - 0.0000i 80.6687 -16.1615i 80.6687 +16.1615i	33.4259
POINT (E) SYS INSTABLE	-11.3051 +81.7659i -11.3051 -81.7659i -8.9170 +20.4155i -8.9170 -20.4155i 4.1222	-2.4714E+010- 4.2483E+009i 2.4714E+010+ 4.2483E+009i -0.8962 -80.9417i -0.8962 +80.9417i 46.4383 + 0.0000i	46.6297
POINT (F)	-11.6631 +81.6427i -11.6631 -81.6427i -5.9093 + 7.1145i -5.9093 - 7.1145i -1.1772	-1.5531E+009+ 1.6678E+005i 1.5531E+009- 1.6678E+005i 6.3906 -82.0162i -2.7370 - 0.0000i 6.3906 +82.0162i	34.6267

TABLEAU (II)COMMANDE INDEPENDANTE DU COURANT ET DU GLISSEMENT $H_2(s) = W_r/W_s$

	POLES	ZEROS	GAIN
POINT (A)	-11.3145 +81.8360i -11.3145 -81.8360i -6.7971 + 0.4793i -6.7971 - 0.4793i -0.0987	-9.3260E+008- 7.8309E+003i 9.3260E+008+ 7.8205E+003i 49.1402 +66.1442i 49.1402 -66.1442i -6.3485 + 0.0000i	6.3235E+003
POINT (B)	-8.4743 +82.0152i -8.4743 -82.0152i -9.6373 +16.7012i -9.6373 -16.7012i -0.0988	-7.3455E+009- 6.5184E+006i 7.3455E+009+ 6.5183E+006i 45.2922 +68.5956i 45.2922 -68.5956i -3.4129 - 0.0000i	796.3673
POINT (C)	-11.6537 +81.5741i -11.6537 -81.5741i -5.5620 -7.3528 -0.0999	2.6204E+009+ 2.6373E+005i -2.6204E+009+ 2.6373E+005i 1.1035 +82.3983i 1.1035 -82.3983i -6.3957 + 0.0000i	7.1497E+003
POINT (D)	-10.8211 +81.6646i -10.8211 -81.6646i -7.2901 + 3.6592i -7.2901 - 3.6592i -0.0996	-4.0193E+004- 1.2131E+009i 3.9955E+004+ 1.2131E+009i 79.5201 -21.4174i 79.5201 +21.4174i -6.1706 + 0.0000i	570.8655
POINT (E)	-11.2185 +81.7975i -11.2185 -81.7975i -6.8931 +17.9598i -6.8931 -17.9598i -0.0988	-3.3979E+009+ 1.3636E+006i 3.3979E+009- 1.3636E+006i -2.6083 +82.1365i -2.6083 -82.1365i -3.4180 - 0.0000i	796.3673
POINT (F)	-11.5690 +81.6401i -11.5690 -81.6401i -6.5422 + 4.6280i -6.5422 - 4.6280i -0.0996	5.2667E+005- 1.6844E+009i -5.2676E+005+ 1.6844E+009i 5.3009 -82.1483i 5.3009 +82.1483i - 6.1956 - 0.0000i	591.3723

TABLEAU (III)

AJOUT DE LA COMMANDE A FLUX CONSTANT FLUX = FLUX (nom) $H_5(s) = W_r/W_s I$

	POLES	ZEROS	GAIN
POINT (A)	-11.3145 +81.8360i -11.3145 -81.8360i -6.7971 + 0.4793i -6.7971 - 0.4793i -0.0987	-9.4973E+008+ 7.0692E+005i 9.4973E+008- 7.0692E+005i 47.8203 +67.1105i 47.8203 -67.1105i -6.3649 + 0.0000i	6.3387E+003
POINT (B)	-8.4743 +82.0152i -8.4743 -82.0152i -9.6373 +16.7012i -9.6373 -16.7012i -0.0988	-7.7411E+001- 3.2529E+009i -7.7411E+001+ 3.2529E+009i 36.1003 -75.1467i 36.1003 +75.1467i -5.185	811.2336
POINT (C)	-11.6537 +81.5741i -11.6537 -81.5741i -5.5620 -7.3528 -0.0999	1.9926E+009 -1.9926E+009 0.8793 -82.3999i 0.8793 +82.3999i -6.3984	7.1529E+003
POINT (D)	-10.8211 +81.6646i -10.8211 -81.6646i -7.2901 + 3.6592i -7.2901 - 3.6592i -0.0996	-1.2930E+002- 1.9262E+009i -1.2797E+002+ 1.9262E+009i 71.2722 -41.5382i 71.2722 +41.5382i -6.3369	576.1454
POINT (E)	-11.2185 +81.7975i -11.2185 -81.7975i -6.8931 +17.9598i -6.8931 -17.9598i -0.0988	1.3986E+009- 3.1240E+009i -1.3986E+009+ 3.1240E+009i -10.8590 -81.6089i -10.8590 +81.6089i -5.3171 - 0.0000i	811.2336
POINT (F)	-11.5690 +81.6401i -11.5690 -81.6401i -6.5422 + 4.6280i -6.5422 - 4.6280i -0.0996	-9.1069E+008 9.1069E+008 -1.5791 -82.2934i -1.5791 +82.2934i -6.3698	599.5863

ANNEXE II

PARAMETRES DE LA MACHINE

Tension d'alimentation nominale	208 Vots
Courant d'alimentation nominal	15.2 Amp
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale	1740 Tr/min
Fréquence	60 Hz
Résistance au stator	0.637 Ω
Résistance au rotor vu du stat	0.402 Ω
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	74 mH
Inductance cyclique au stator	75.59mH
Inductance cyclique au rotor vu du stator	75.59 mH
Moment d'inertie du moteur	0.38 Kg.m ²
Facteur d'amortissement	0.01
Inductance de lissage Ld	100 mH
Résistance de lissage Rd	0.045 Ω
Réactance de la source Xco	0.3

ANNEXE III

PROGRAMMES DE SIMULATION

```

% *****
% *
% *   PROGRAMME QUI CALCULE LES VARIABLES EN REGIME   *
% *
% *           PERMANENT ET TRACE LES CARACTERISTIQUES   *
% *
% *           STATIQUE   DE LA MACHINE                   *
% *
% *****

% *****
% * **   PARAMETRES DE LA SYSTEMES   ** *
% *****

%RESISTANCE STATOR
Rs=( .637  );

%RESISTANCE ROTOR (VUE DU STATOR)
Rr=( .402  ) ;

% INDUCTANCE CYCLIQUE DU ROTOR
Lr=( .07559  ) ;

%INDUCTANCE MUTUELLE ROTOR-STATOR
m=( .07474  );

% INDUCTANCE DE CYCLIQUE DU STATOR
Ls=( .007559  ) ;

%FREQUENCE D'ALIMENTATION (rd/s)
Ws=(376.99);

%resistance Lissage
Rf=.0246;

%impedance reseau
Xco=.3;

%INDUCTANCE CYCLIQUE MUTUELLE ROTOR-STATOR
M=(3/2)*m;

%COURANT D'ALIMENTATION efficace
Is=( 15.2  );

Ic=1.225*Is;

% POINT DE DEPART
Rpm=(1600 );

```



```

%PAS DE CALCUL
dRpm=(5);

k=1 ;

%POINT D'ARRIVEE
J=1;
while Rpm<=( 1800)
%
%
%*****
%*****
%*****
W=[ 0      1      0      0;
-1      Rs+Rf+Xco      0      (Ws*M);
0      0      Rr      (Ws-(Rpm*4*3.14156)/60)*Lr;
0      -(Ws-(Rpm*4*3.14156)/60)*M      -(Ws-(Rpm*4*3.14156)/60)*Lr      Rr ];

CO1=[.05*Ic;.1*Ic;.15*Ic;.2*Ic;.25*Ic;.3*Ic;.35*Ic;.4*Ic;.45*Ic;.5*Ic];
CO2=[.55*Ic;.6*Ic;.65*Ic;.7*Ic;.75*Ic;.8*Ic;.85*Ic;.9*Ic;.95*Ic;1*Ic];
CO=[CO1;CO2];

for i=1:20

N=[CO(i); 0;0;0];
x=W\N;
q(i)=x(1);
lqs(i)=x(2);
lqr(i)=x(3);
ldr(i)=x(4);
t(i)=2*M*(lqs(i)*ldr(i));
phiqs(i)=Ls*lqs(i)+M*lqr(i);
phids(i)=M*ldr(i);
phiqr(i)=M*lqs(i)+Lr*lqr(i);
phidr(i)=Lr*ldr(i);
phis(i)=sqrt(phiqs(i)^2+phids(i)^2);
phir(i)=sqrt(phiqr(i)^2+phidr(i)^2);
phist(i)=sqrt(2/3)*phis(i);
phirt(i)=sqrt(2/3)*phir(i);
Wsl=Ws*60/(4*pi)-Rpm;
if phir(i) >=.58
    if phir(i) <=.62
        gfr=Wsl*4*pi/60
    end
end
end

```

```

gf=WS1 ;
cf=CO(1);
tf=t(1);
GF(J)=gf;
GFR(j)=gfr;
CF(J)=cf;
TF(j)=tf;

J=J+1;
end
end
RPM(k)=Rpm;
WSL(k)=WS1;
Q(k,1)=q(1) ;
IQS(k,1)=iqs(1);
IQR(k,1)=iqr(1);
IDR(k,1)=idr(1);
T(k,1)=t(1);
PHIQS(k,1)=phiqs(1);
PHIDS(k,1)=phids(1);
PHIQR(k,1)=phiqr(1);
PHIDR(k,1)=phidr(1);
PHIST(k,1)=phist(1);
PHIRT(k,1)=phirt(1);
end
Rpm=Rpm+dRpm ;
k=k+1
end
clg
plot(WSL,T,'-');
title('Couple & glissement pour differents IC')
text(100,40,'Ic varie de 0.05ICnom a ICnom');
xlabel('Glissement (RPM)') ;
ylabel('Couple N-M') ;
grid
pause
clg
subplot(221)
plot(WSL,IQS,'-');
title('Courant IQS & glissement') ;
xlabel('Glissement (RPM)') ;
ylabel('IQS en A') ;
grid
subplot(222)
plot(WSL,IQR,'-');
title('Courant IQR & glissement') ;

```

```

xlabel('Glissement (RPM)')
ylabel('IQR en A')
grid
subplot(223)
plot(WSL,IDR,'-');
title('Courant IDR & glissement')
xlabel('Glissement (RPM)')
ylabel('IDR en A')
grid
subplot(224)
plot(WSL,Q,'-');
title('Q & glissement')
xlabel('Glissement (RPM)')
ylabel('Q ')
grid
pause
clg
subplot(221)
plot(WSL,PHIQR,'-');
title('FLUX PHIQR & GLISSEMENT')
xlabel('GLISSEMENT en RPM')
ylabel('PHIQR WEBER/TR');
grid
subplot(222)
plot(WSL,PHIDR,'-');
title('FLUX PHIDR & GLISSEMENT')
xlabel('GLISSEMENT en RPM')
ylabel('PHIDR WEBER/TR');
grid
subplot(223)
plot(WSL,PHIDS,'-');
title('FLUX PHIDS & GLISSEMENT')
xlabel('GLISSEMENT en RPM')
ylabel('PHIDS WEBER/TR');
grid
subplot(224)
plot(WSL,PHIQS,'-');
title('FLUX PHIQS & GLISSEMENT')
xlabel('GLISSEMENT en RPM')
ylabel('PHIQS WEBER/TR');
grid
pause
clg

plot(WSL,PHIST,'-');
title('FLUX PHIST & GLISSEMENT')

```

```

xlabel('GLISSEMENT en RPM')
ylabel('PHIS WEBER/TR');
grid
plot(WSL,PHIRT,'-');
title('Evolution du flux en fonction de Wsl et de IC');
text(100,1.4,'Ic varie de 0.05ICnom a ICnom');
xlabel('GLISSEMENT en RPM')
ylabel('FLUX (Weber/Tr)');
grid
pause
clg
subplot(211)
plot(GFR,CF),title('LOI DE COMMANDE DU FLUX (IC & GLISSEMENT)')
xlabel('Glissement en Rad/sec')
ylabel('Courant IC AMP')
subplot(212)
plot(GFR,TF),title('TEM & Glissement Pour Un Flux Constant')
xlabel('Glissement en Rad/sec')
ylabel('TEM      N-M')

end

```

ANNEXE IV

```

% *****
% *   PROGRAMME QUI SIMULE LA COMMANDE PI   *
% *   DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE *
% *   ALIMENTEE EN COURANT                 *
% *****

clear
% *****
% *
% *   ENTREZ LES PARENTHESES DANS LES PARENTHESES *
% *   VIDES SEULEMENT                             *
% *
% *****

%NOMBRE DE PAIRES DE POLES DE LA MACHINE
P= ( );
%RESISTANCE AU STATOR
Rs =( );
%RESISTANCE AU ROTOR VUE DU STATOR
Rr =( );
%INDUCTANCE SYCLIQUE STATOR
Lr =( );
%INDUCTANCE SYCLIQUE ROTOR
Ls =( );
%INDUCTANCE MUTUELLE CYCLIQUE STATOR ROTOR
M=( );
%INDUCTANCE DE LISSAGE
LF =( ) ;
Lf= (3.141*3.141)/18 * LF;
Ll =Lr*(Ls + Lf)-M*M;
% *****
% * VARIABLES EN REGIME PERMANENT CALCULEES *
% *   POUR LE POINT D'OPERATION             *
% *****

%FREQUENCE D'ALIMENTATION (rd/s)
Wso=( );
%VITESSE DE ROTATION (rd/s)
Wro =( );
Wsl=(Wso-Wro);
%COURANT Iqso
Iqso =( );
%COURANT Idro
Idro =( );
%COURANT Iqro
Iqro =( );
%FACTEUR D'AMORTISSEMENT DE LA MACHINE
B =( );
%MOMENT D'INERTIE DE LA MACHINE

```

```

JJ=();
%GAIN PROPORTIONNEL DU PI (COURANT)
Kc=();
%GAIN INTEGRAL DU PI (COURANT)
K1= ();
Z1=Kc/K1;
%
%*****
%*****
%*****
% MATRICES DU MODELE LINEARISE
%*****

Ks1=;
%GAIN INTEGRAL DU PI (VITESSE)
KI=;
%GAIN PROPORTIONNEL DU PI (VITESSE)
KC=;
% MATRICE [B]
b=[Ks1*K1*Z1*Lr/L1          0          0;

-(Ks1*K1*Z1*M/L1+Idro)      0          0 ;

(M*Iqso+Lr*Igro)/Lr         0          0 ;

Ks1*K1                      0          0 ;

0                            0          P/JJ;
0                            KI         0  ];

% MATRICE [A]
a=[-Rs*Lr/L1  M*Rr/L1  -M*Lr*(Wro)/L1  Lr/L1  -M*Lr*Idro/L1  0;

M*Rs/L1  -Rr*(Ls+Lf)/L1  (Lr*(Ls+Lf)*(Wro)/L1-Wso)  -M/L1

Lr*(Ls+Lf)*Idro/L1-Idro  0;

M*Wslo/Lr  Wslo  -Rr/Lr  0  0  0  ;

-K1  0  0  0  0  0;

4*M*Idro/JJ  0  4*M*Iqso/JJ  0  -B/JJ  0;

0  0  0  0  -KI  0  ];

```

```

RW=eig(a)
pause

D=[0];
C=[0 0 0 0 1 0];
Ts=.016;
[A1,B1]=c2d(a,b,Ts)

X1(1)=0; X2(1)=0; X3(1)=0; X4(1)=0; X5(1)=0; X6(1)=0;
Z(1)=0; U1(1)=0; U2(1)=0;

t1=0 ; t2=40 ; t3=100 ; tf=300;
J=1;
dJ=1;
y=1;

while J <=tf

    XX=[X1(J);X2(J);X3(J);X4(J);X5(J); X6(J)];

    phiqr(J)=M*X1(J)+Lr*X2(J);
    phidr(J)=Lr*X3(J);
    phir(J)=sqrt(phiqr(J)^2+phidr(J)^2);

    if J<=t1
        Z(J) =100;
        U2(J)=0;
    elseif J<=t2
        Z(J) = 100;
        U2(J)=0;
    elseif J<=t3
        Z(J) = 100;
        U2(J)=0;
    elseif J<=tf
        Z(J) = 100;
        U2(J)=0;
    else
        Z(J)=0;
        U2(J)=0;
    end
    U1(J) =KC*Z(J)-KC*X5(J)+X6(J);
    if J>=2
        U1(J) =KC*Z(J-1)-KC*X5(J-1)+X6(J-1);
    end
end

```

```

%LIMITEUR DE GLISSEMENT
%*****
if U1(J)>=()
    U1(J)=();
end
if U1(J)<= -()
    U1(J)= -();
end

% LIMITEUR DE COURANT
%*****
if X1(J)+Iqso >=()
    X1(J)=()-Iqso;
end
if X1(J)+Iqso <=()
    X1(J)=()-Iqso;
end

    U=[U1(J);Z(J);U2(J)];
    X1(J+1)=A1(1,:)*XX + B1(1,:)*U;
    X2(J+1)=A1(2,:)*XX + B1(2,:)*U;
    X3(J+1)=A1(3,:)*XX + B1(3,:)*U;
    X4(J+1)=A1(4,:)*XX + B1(4,:)*U;
    X5(J+1)=A1(5,:)*XX + B1(5,:)*U;
    X6(J+1)=A1(6,:)*XX + B1(6,:)*U;
J(y)=J;
Iqs(y)=X1(J);
Iqr(y)=X2(J);
Idr(y)=X3(J);
(y)=X4(J);
Wr(y)=X5(J);
Ierr(y)=X6(J);
PHIR(y)=phir(J);
j=j+dj
y=y+1;
end
K=(J')*.01666;
Zo=Wro;
IQS=(Iqs+Iqso)';
IQR=(Iqr+Iqro)';
IDR=(Idr+Idro)';
QQ=(Q)';
WR=((Wr)')*60/(4*pi);
IERR=Ierr';

```



```
% TRACAGE DES VARIABLES D'ETAT
```

```
plot(K,IQS),title('IQS POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE')
xlabel(' Temps en secondes ')
pause
plot(K,IQR),title('IQR POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE')
xlabel(' Temps en secondes ')
pause
plot(K,IDR),title('IDR POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE')
xlabel(' Temps en secondes ')
pause
plot(K,QQ),title('Q POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE ')
xlabel(' Temps en secondes ')
pause
plot(K,WR),title('VITESSE POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE')
xlabel(' Temps en secondes ')
pause
plot(K,PHIR+.5),title('FLUX POUR UN CHANGEMENT DE CONSIGNE')
xlabel(' Temps en secondes ')
plot(K,WR,K,U1),title('VITESSE - GLISSEMENT POUR UN CHANGEM')
xlabel(' Temps en secondes ')
pause
plot(K,IERR),title('INTEGRELE DE L ERREURE POUR UN CHANGEME')
xlabel(' Temps en secondes ')
end
```

ANNEXE V

```

% *****
% *   PROGRAMME QUI CALCULE LES PARAMETRES   *
% *   DE LA COMMANDE OPTIMALE AU SENS       *
% *   D'UN CRITERE QUADRATIQUE             *
% *****

% *****
% *
% *   ENTREZ LES PARAMETRES ENTRE LES PARENTHESES *
% *
% *
% *****

%NOMBRE DE PAIRES DE POLES DE LA MACHINE
P= ( );
%RESISTANCE AU STATOR
Rs =( );
%RESISTANCE AU ROTOR VUE DU STATOR
Rr =( );
%INDUCTANCE SYCLIQUE STATOR
Lr =( );
%INDUCTANCE SYCLIQUE ROTOR
Ls =( );
%INDUCTANCE MUTUELLE CYCLIQUE STATOR ROTOR
M=( );
%INDUCTANCE DE LISSAGE
LF =( ) ;
Lf= (3.141*3.141)/18 * LF;
Ll =Lr*(Ls + Lf)-M*M;
% *****
% * VARIABLES EN REGIME PERMANENT CALCULEES *
% *   POUR LE POINT D'OPERATION           *
% *****
%FREQUENCE D'ALIMENTATION (rd/s)
Wso =( );
%VITESSE DE ROTATION (rd/s)
Wro =( );
Wsl=(Wso-Wro);
%COURANT Iqso
Iqso =( );
%COURANT Idro
Idro =( );
%COURANT Iqro
Iqro =( );

```

```
Qo=();
```

```
%FACTEUR D'AMORTISSEMENT DE LA MACHINE
```

```
B =();
```

```
%MOMENT D'INERTIE DE LA MACHINE
```

```
J =();
```

```
%GAIN STATIQUE DU CONTROLEUR PROPORTIONNEL INTEGRALE
```

```
Kc=();
```

```
%CONSTANTE DE TEMPS DU CONTROLEUR PROPORTIONNEL INTEGRALE
```

```
Z1= ();
```

```
K1=Kc/Z1;
```

```
% *****
```

```
% *****
```

```
%*****
```

```
% MATRICES DU MODELE LINEAIRE (CONTINUE)
```

```
%*****
```

```
x=3.1479;
```

```
% MATRICE [a]
```

```
a=[-Rs*Lr/L1 M*Rr/L1 -M*Lr*(Wro)/L1 Lr/L1 -(M*Lr*Idro)/L1;
```

```
(M*Rs/L1-Idro*x) -Rr*(Ls+Lf)/L1 (Lr*(Ls+Lf)*Wro/L1-Wso) -M/L1
```

```
(Lr*(Ls+Lf)*Idro/L1-Idro);
```

```
(M*Wslo+(M*Iqso+Lr*Igro)*x)/Lr Wslo -Rr/Lr 0 0
```

```
-K1 0 0 0 0;
```

```
4*M*Idro/J 0 4*M*Iqso/J 0 -B/J];
```

```
% MATRICE [b]
```

```
b=[K1*Z1*Lr/L1 0
```

```
-K1*Z1*M/L1 0
```

```
0 0
```

```
K1 0
```

```
0 -2/J];
```

```
% MATRICE [c] : MEME POUR TOUS LES MODES DE CONTROLE
```

```
c=[0 0 0 0 1];
```

```
% MATRICE [d]
```

```
d=[0];
```

```
%*****
```

```
%* DETERMINATION DU MODELE DISCRET*
```

```
%*****
```

```
Ts=.00833; %PERIODE D'ECHANTILLONNAGE
```

```
[A, B]=c2d(a, b, Ts)
```

```

%CONTROLLABILITE
co=ctrb(A,B);
%OBSERVABILITE
ob=obsv(A,c);
det2=det(ob)
%*****
%* CALCUL DES MATRICES L1=[L M] ; P ; N
%*****
s1=[0;0;0;0;0;0];
I1=[1];
A1=[A s1;-c I1]
B1=[B;0 0 ]
C1=[0 0 0 0 1 0;0 0 0 0 0 1]
D1=[0]
H1=[0 0;0 0;0 0;0 0;0 0;0 1]
H2=[0 1;0 0]
% MODELE DE REFERENCE
E=[.96 0;
    1 0];
F=[.04 ;0];
h=[0 1];
% MATRICE DE PONDERATION
Q1=[5 0;0 5]
R=[.1 0
    0 .1]

%**Calculs initiaux **
I=[1 0 0 0 0 0;
    0 1 0 0 0 0;
    0 0 1 0 0 0;
    0 0 0 1 0 0;
    0 0 0 0 1 0;
    0 0 0 0 0 1];

omega=A1'; phi1=C1'*Q1;

% **Initialisation **
for i=1:6
    for j=1:6
        K1(i,j)=0;
        K2(i,j)=1;
    end
end
for i=1:6
    for j=1:2

```

```

        K21(i,j)=0;
        K22(i,j)=1;
    end
end
%*****

while norm(K1-K2) >=.002 & norm(K21-K22) >=.002
    while norm(K21-K22)>=.002

x1=norm(K1-K2)
x2=norm(K21-K22)

        K2=K1;
        K22=K21;
        L1=(inv(R+ B1'*K1*B1))*(B1'*K1*A1);
        P1=inv(R+B1'*K1*B1)*(-B1'*(K1*H1+K21*E));
        K1=omega*K1*(A1-B1*L1)+phi1*C1;
        K21=(A1-B1*L1)'*(K1*H1+K21*E)-C1'*Q1*H2;

    end;
end;

        L1=L1
        NR=(-inv(R+B1'*K1*B1))*(B1'*inv( I-(A1-B1*L1)')*K21*F)
        P1=P1

diary
diary c:\kap\ref1.m
A1
B1
H1
H2
E
F
L1
P1
NR
diary off
end

```

ANNEXE VI

```
% *****
% * PROGRAMME QUI SIMULE LA COMMANDE OPTIMALE *
% * DE VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE *
% * ALIMENTEE EN COURANT *
% *****
```

```
%Q=5;R=.1; Ts=0.00833;E=0.96 ;F=0.04
```

```
%*****
```

```
A1 =[ -1.0793 -0.1560 -0.0798 0.0062 -0.0009 0
      1.9432 1.0676 -0.1717 -0.0058 0.0009 0
      0.2434 0.2559 1.0112 -0.0047 0.0007 0
      1.4206 4.4377 41.2195 -1.0203 0.3081 0
      0.0043 0.0055 0.0418 0.0003 0.9997 0
      0 0 0 0 -1.0000 1.0000];
```

```
B1 =[ 2.0252 0.0002
      -1.9660 -0.0002
      -0.1554 -0.0000
      0.0440 -0.0065
      0.0111 -0.0438
      0 0];
```

```
H1 =[ 0 0
      0 0
      0 0
      0 0
      0 0
      0 1];
```

```
H2 =[ 0 1
      0 0];
```

```
E =[ 0.9600 0
      1.0000 0];
```

```
F =[ 0.0400
      0];
```

```
L1 =[ -0.2048 -0.2029 -0.4085 0.0013 1.9068 -1.1362
      -0.2895 -0.3096 -1.1634 -0.0004 -17.5121 4.5230];
```

```
P1 =[ 0.7710 1.1362
      -12.5933 -4.5230];
```

```
NR =[ -0.0034
      -0.4019];
```

```

% *****
% * MODELE DISCRET INCLUANT LA COMMANDE *
% * OPTIMALE PAR RETOUR D'ETAT *
% *****

% *****
% * X(k+1) = A X(k) +B Z(k) *
% *****

LL=[-L1 P1];
X1(1)=0; X2(1)=0; X3(1)=0; X4(1)=0; X5(1)=0; X6(1)=0;
X7(1)=0; X8(1)=0; Z(1)=0; U1(1)=0; U2(1)=0;
Iq(1)=0; Id(1)=0; q(1)=0; Tm0(1)=0; Tm1(1)=0;

K1=3; K2= 40; K3=100 ;Kf=250;

Iqso=9.27; Iqro=-15 ; Idro=2.5; Qo=25.4; Wro=345.57;

J=1;
dJ=1;
y=1;
while J<=Kf
    XX=[X1(J); X2(J); X3(J); X4(J); X5(J); X6(J)];
    XM=[X7(J); X8(J)];
    X=[XX; XM];
    if J<=K1
        Z(J) =0;
        T(J)=0;
    elseif J<=K2
        Z(J) = 0;
        T(J)=0;
    elseif J<=K3
        Z(J) = 0;
        T(J)=5;
    elseif J<=Kf
        Z(J) =0;
        T(J)=5;
    else
        Z(J)=0;
        T(J)=0;
end

    U1(J)=LL(1,:)*X +NR(1,:)*Z(J);
    U2(J)=LL(2,:)*X -NR(1,:)*T(J);
    U=[U1(J); U2(J)];
    X1(J+1)=A1(1,:)*XX + B1(1,:)*U;
    X2(J+1)=A1(2,:)*XX + B1(2,:)*U;
    X3(J+1)=A1(3,:)*XX + B1(3,:)*U;
    X4(J+1)=A1(4,:)*XX + B1(4,:)*U;
    X5(J+1)=A1(5,:)*XX + B1(5,:)*U;
    X6(J+1)=A1(6,:)*XX + X8(J);
    X7(J+1)= E(1,:)*XM + F(1) *Z(J);
    X8(J+1)= E(2,:)*XM + F(2) *Z(J);

```

```

J(y)=J;
Iqs(y)=X1(j);
Iqr(y)=X2(j);
Idr(y)=X3(j);
Q(y)=X4(j);
Wr(y)=X5(j);
V(y)=X6(j);
S1(y)=X7(j);
S2(y)=X8(j);
WW(y)=Z(j);
U11(y)=U1(j);
U22(y)=U2(j);

J=J+dJ
y=y+1;
end
K=(J')*.00833;
Zo=Wr0;
IQS=(Iqs+Iqs0)';
IQR=(Iqr+Iqr0)';
IDR=(Idr+Idr0)';
QQ=(Q+Q0)';
WR=((Wr+Wr0)')*60/(4*pi);
VV=V';
ZZ=((WW+Zo)')*60/(4*pi);
SS1=S1'*60/(4*pi); SS2=S2'*60/(4*pi);
%diary
%diary resli
%G=[K ZZ IQS IQR IDR QQ WR VV];
%diary off

```